

**THE TEXT IS FLY
WITHIN THE BOOK
ONLY**

Die asynchronen Wechselstrommaschinen.

Erster Teil.

Die Induktionsmaschinen.

Ihre Theorie, Berechnung, Konstruktion
und Arbeitsweise.

Von

E. Arnold und J. L. la Cour

unter Mitarbeit von

A. Fraenckel.

Mit 307 in den Text gedruckten Figuren und 10 Tafeln.



Berlin.

Verlag von Julius Springer.

1909.

Alle Rechte, insbesondere das der
Übersetzung in fremde Sprachen, vorbehalten

Vorwort.

Etwa zwanzig Jahre sind seit der Erfindung der Induktionsmaschine vergangen. Sie hat in dieser Zeit ein großes Anwendungsgebiet gefunden und an ihrer Theorie und Konstruktion ist fleißig gearbeitet worden. Trotzdem fehlte in der Literatur bis jetzt eine vollständige Beschreibung der Induktionsmaschine.

Das vorliegende Buch bezweckt, diese Lücke auszufüllen. Um das Ziel zu erreichen, war eine eingehende und selbständige Behandlung des ganzen Stoffes erforderlich, die viel Zeit in Anspruch nahm. Wir haben darauf verzichtet, eine Kritik der vorhandenen Theorien und Berechnungsmethoden zu geben, und haben das Bekannte nur so weit benutzt und erwähnt, als es sich in die einheitliche Behandlung einfügen ließ. Vielfach sind neue Wege eingeschlagen worden.

Die Behandlung und die Einteilung des Stoffes sind so gehalten, daß sich das Buch für Studierende und Ingenieure der Praxis eignet. In erster Linie soll es ein Lehrbuch sein. Die Wirkungsweise der Induktionsmaschine wird daher eingehend untersucht, und die erlangten Ergebnisse sind ausführlich begründet. Die für die Berechnung und die Untersuchung eines Induktionsmotors wichtigen Ergebnisse und Verfahren können jedoch dem Buche entnommen werden, ohne daß ein eigentliches Studium der theoretischen Kapitel erforderlich ist.

Für die Entwicklung der gegebenen Theorien wurde sowohl das analytische wie das graphische Verfahren angewandt, denn das eine Mal gibt die analytische und das andere Mal die graphische Darstellung den besten Einblick in den Einfluß der Veränderung der maßgebenden Größen.

Bei der Analyse wurde die symbolische Methode vielfach benutzt, weil sie die Schreibweise außerordentlich vereinfacht. Bei den graphischen Darstellungen wird das Arbeitsdiagramm, ausgehend von der Ersatzschaltung, durch wiederholte Inversion und

Koordinatenverschiebung abgeleitet und alsdann gezeigt, wie es aus Leerlauf und Kurzschluß erhalten werden kann.

Ausführlich ist die Theorie und die Berechnung des einphasigen Induktionsmotors behandelt, und es wird gezeigt, daß die Quersfeldtheorie und die Drehfeldtheorie zu übereinstimmenden Ergebnissen führen. Eine ausführliche Beschreibung dieses Motors, obwohl sie verhältnismäßig viel Raum beansprucht, schien uns gerechtfertigt, weil eine vollständige Theorie einschließlich der Vorausberechnung der Anlaufvorrichtung und des erreichbaren Anlaufdrehmomentes bisher fehlte, und weil ein richtig entworfener einphasiger Induktionsmotor in vielen Fällen, wo nur Einphasenstrom zur Verfügung steht, einer anderen Motorgattung vorzuziehen ist.

Mit einigen Schwierigkeiten und Unsicherheiten ist die Berechnung der Verluste und der Erwärmung verbunden. Zur Bestimmung der durch die Stator- und Rotornuten verursachten Verluste im Eisen ist eine neue Berechnungsmethode angegeben, die es ermöglicht, den Einfluß der Nutenform, der Nutenzahl und der Größe des Luftspaltes auf diese Verluste zu berücksichtigen. Neu ist auch die Untersuchung über die Temperatur des eingebetteten Kupfers bei Maschinen mit großer Eisenlänge.

Großer Wert wurde auf eine möglichst genaue Berechnung der Konstanten, insbesondere des Leerlaufstromes und des Kurzschlußstromes gelegt; denn die Konstanten bestimmen das Arbeitsdiagramm und damit auch die Genauigkeit der Vorausberechnung der Arbeitsweise einer Maschine. Vielfach verbreitete, etwas einfachere Methoden der Berechnung der Konstanten haben sich nicht für alle Verhältnisse als zuverlässig erwiesen.

Die im Buche gegebene Methode der Vorausberechnung einer Induktionsmaschine ist durch zwei Beispiele, eines 50 PS-Dreiphasenmotors und eines 12 PS-Einphasenmotors, erläutert, und die erforderlichen Formeln sind in einem besonderen Berechnungsformular übersichtlich zusammengestellt. Diese Berechnungsmethode wird am Elektrotechnischen Institut der Technischen Hochschule zu Karlsruhe seit etwa fünf Jahren gelehrt. Sie hat sich mit Erfolg in die Praxis eingeführt, und eine gute Übereinstimmung zwischen Rechnung und Experiment darf als erprobt bezeichnet werden.

In einer Tabelle (S. 418—424) sind die Hauptabmessungen und die berechneten und experimentell gefundenen Größen von 35 ausgeführten Maschinen zusammengestellt.

In den letzten Kapiteln des Buches werden die einfachen und die erweiterten Kaskadenschaltungen, der Kaskadenumformer und die doppelt gespeiste Induktionsmaschine behandelt. Durch

Anwendung der in den ersten Kapiteln beschriebenen graphischen Verfahren gelingt es, für den komplizierten Fall der Kaskadenschaltung von zwei Induktionsmotoren ein streng richtiges Arbeitsdiagramm aufzustellen. Mit Rücksicht auf die wachsende praktische Bedeutung dieser Anwendungen der Induktionsmaschine dürften die gegebenen Theorien von Wert sein.

Die Konstruktion der Induktionsmaschinen und des Kaskadenumformers ist durch zahlreiche Beispiele ausgeführter Maschinen erläutert. Wir sprechen den Firmen, die uns die Zeichnungen und Abbildungen zur Verfügung stellten, unseren besten Dank aus.

Gegenüber den Lesern der Wechselstromtechnik bedarf es noch einer Begründung, weshalb der vorliegende, fünfte Band dem vierten nicht so rasch gefolgt ist, wie früher angekündigt wurde. Die Verzögerung ist dadurch entstanden, daß Herr Dr.-Ing. E. Arnold während der Jahre 1906 und 1907 mit der Bearbeitung der zweiten Auflage des Buches „Die Gleichstrommaschine“ beschäftigt war und daß Herr J. L. la Cour in die Praxis übertrat. Herr J. L. la Cour konnte daher nicht in dem Umfange mitarbeiten wie es ursprünglich beabsichtigt war, es gelang aber, in Herrn Dr.-Ing. A. Fraenckel, Assistent am Elektrotechnischen Institut, einen Mitarbeiter zu gewinnen.

Schließlich haben wir noch Herrn Dipl.-Ing. M. Radt, Assistent am Elektrotechnischen Institut, für seine Mitwirkung bei der Bearbeitung und Drucklegung des Buches unseren besten Dank zu sagen.

Im Februar 1909.

Die Verfasser.

Inhaltsverzeichnis.

Erstes Kapitel.

Einleitung.

	Seite
1. Einteilung der asynchronen Maschinen	1
2. Anordnungen zur Erzeugung eines Drehfeldes	2

Zweites Kapitel.

Arbeitsweise des Rotors und Drehmoment.

3. Die Schlüpfung	13
4. Die in der Rotorwicklung induzierten EMKe	14
5. Das Drehmoment	20

Drittes Kapitel.

Die Gleichungen und Konstanten einer mehrphasigen Asynchronmaschine.

6. Die Gleichungen einer mehrphasigen Asynchronmaschine	29
7. Berechnung des Magnetisierungsstromes	35
A. Berechnung der wattlosen Komponente $J_a \sin \psi_a$ des Magnetisierungsstromes	35
B. Berechnung der Wattkomponente $J_a \cos \psi_a$ des Magnetisierungsstromes	49
8. Die Streureaktanzen einer Phase der Stator- und Rotorwicklung: x_1 und x_2	49
9. Die Widerstände einer Phase der Stator- und Rotorwicklung r_1 und r_2	54
10. Reaktanz und Widerstand einer Käfigwicklung	55

Viertes Kapitel.

Analytische Theorie.

11. Das Spannungsdiagramm	59
12. Die Hauptgleichungen	65
13. Stromstärke und EMK	66
14. Drehmoment und Leistung	69
15. Phasenverschiebung und Wirkungsgrad	73

Fünftes Kapitel.

Graphische Theorie des Mehrphasen-Induktionsmotors.

16. Das Stromdiagramm	79
17. Graphische Darstellung der Verluste und Leistungen	85

	Seite
Die primäre Leistung	85
Statorkupferverluste	85
Eisenverluste	86
Drehmoment	87
Stabilitätsgrenze	87
Das Anlaufdrehmoment	87
Rotorkupferverluste	87
Leistung des Rotors	87
18. Graphische Darstellung der Schlupfung und des Wirkungsgrades .	88
Die Schlüpfung	88
Der Wirkungsgrad	90
19. Einfluß der Konstanten auf die Arbeitsweise des Asynchronmotors	93
Einfluß von Stator- und Rotorwiderstand auf die Arbeitsweise des Motors	95
Einfluß der Stator- und Rotorstreulüsse auf die Arbeitsweise des Motors	97
Einfluß des Magnetisierungsstromes auf die Wirkungsweise des Asynchronmotors	98

Sechstes Kapitel.

Das Arbeitsdiagramm des mehrphasigen Induktionsmotors und seine Bestimmung aus Leerlauf- und Kurzschlußversuch.

20. Leerlauf- und Kurzschlußzustand des Motors	100
21. Konstruktion des Arbeitsdiagrammes	102
22. Leistung, Wirkungsgrad, Schlupfung und Leistungsfaktor im Arbeitsdiagramm	104
23. Einfluß der Rotorhysteresis auf die Wirkungsweise des Asynchronmotors	109
24. Das Drehmoment im Arbeitsdiagramm	110
25. Beispiel eines Arbeitsdiagrammes	110

Siebentes Kapitel.

Theorie und Arbeitsdiagramm des einphasigen Induktionsmotors I.

26. Theorie der Zerlegung des Wechselfeldes eines einphasigen Induktionsmotors in zwei Drehfelder	112
27. Spannungsdiagramm eines einphasigen Induktionsmotors	115
28. Ströme, Drehmoment und Leistung eines einphasigen Induktionsmotors	118
29. Das resultierende Drehfeld eines einphasigen Induktionsmotors	124
30. Stromdiagramm des einphasigen Induktionsmotors	126

Achstes Kapitel.

Theorie und Arbeitsdiagramm des einphasigen Induktionsmotors II.

31. Theorie des Querfeldes	135
32. Grundgleichungen und Ersatzstromkreis	143
33. Konstruktion des Stromdiagrammes	148
34. Vergleich der Ergebnisse der Querfeldtheorie und der Drehfeldtheorie	152
35. Das Querfeld im Stromdiagramm	153
36. Darstellung der vom Querfeld verursachten Verluste	159
37. Konstruktion des Arbeitsdiagrammes	160
38. Beispiel eines Arbeitsdiagrammes des einphasigen Induktionsmotors	165
39. Reduktion der Rotorwiderstände und -reaktanzen	166

Neuntes Kapitel.

Seite

Einfluß der Oberfelder und Oberströme auf die Wirkungsweise eines Induktionsmotors.

40. Entstehung der Oberfelder	172
41. Die Stator- und Rotoroberfelder	173
42. Einfluß der Oberfelder auf den Kurzschluß- und den Leerlaufstrom	176
43. Einfluß der Oberfelder auf den Anlauf	182
44. Mehrphasiger Induktionsmotor mit einphasigem Rotor	186
45. Anlauf von Käfigankern	193
46. Einfluß der Oberströme auf die Wirkungsweise eines Induktionsmotors	194

Zehntes Kapitel.**Die Verluste und der Wirkungsgrad eines Induktionsmotors.**

47. Verluste durch Hysteresisarbeit	201
Hysteresisverlust im Stator- und Rotorkern	202
Hysteresisverlust in den Zähnen	204
48. Verlust durch Wirbelströme	206
49. Wirbelstromverluste durch die Pulsationen des Feldes	208
Oberflächenverluste	210
Zahnpulsationsverluste	211
50. Verlust durch nicht isolierte Ankerbolzen	213
51. Verluste durch Wirbelströme im Kupfer	214
52. Berechnung der gesamten Eisenverluste	215
53. Stromwärmeverluste in der Stator- und Rotorwicklung	216
54. Mechanische Verluste	218
55. Der Wirkungsgrad eines Asynchronmotors und der Einfluß der einzelnen Verluste auf ihn	221

Elftes Kapitel.**Die Erwärmung eines Induktionsmotors.**

56. Allgemeines über die Erwärmung	223
57. Erwärmung des Stators	223
Erwärmung des Statorkupfers	226
58. Erwärmung des Rotors	236
59. Erwärmung von gekapselten Motoren	236
60. Erwärmung von Motoren für aussetzenden Betrieb	239

Zwölftes Kapitel.**Anlassen und Tourenregelung der mehrphasigen Induktionsmotoren.**

61. Anlauf eines mehrphasigen Induktionsmotors	242
62. Anlaßmethoden mit Regulierung im Statorstromkreis	244
a) Vorschalten von Widerständen vor den Stator	244
b) Anlaßtransformator	245
c) Stern-Dreieck-Umschaltung	247
d) Anlassen mit veränderlicher Periodenzahl	248
63. Die Anlaßmethoden von Boucherot	249
64. Anlaßmethoden mit Regulierung im Rotorstromkreis	253
a) Rotor mit Schleifringen und Anlaßwiderständen	253
Berechnung und Abstufung der Anlaßwiderstände	255
b) Rotor mit Widerstandsregulierung ohne Schleifringe	261

	Seite
c) Rotor mit Anlauf- und Arbeitswicklung	261
d) Rotor mit Gegenschaltung	262
e) Anlassen mit Vergrößerung der Reaktanz des Rotors	265
65. Tourenregelung der mehrphasigen Induktionsmotoren	266
a) Regulierung mit Rotorwiderständen	266
b) Regulierung durch Polumschaltung	268

Dreizehntes Kapitel.

Anlassen und Tourenregelung der einphasigen Induktionsmotoren.

66. Verfahren zum Anlassen einphasiger Induktionsmotoren	275
a) Mechanische Anlaßvorrichtungen	275
b) Anlaßvorrichtungen zur Erzeugung eines Drehfeldes	276
c) Anlassen durch Anwendung eines Rotors mit Kommutator und Kurzschlußvorrichtung	279
67. Anlaufdrehmoment und Anlaufstrom eines Einphasenmotors	280
a) Anlaufdrehmoment eines Motors mit vorgeschalteten Impedanzen ohne regelbaren Rotorwiderstand	284
b) Anlaufdrehmoment eines Motors mit vorgeschalteten Impedanzen und mit regelbarem Rotorwiderstand	292
c) Anlaufdrehmoment bei Parallelschaltung von Impedanzen zu den Wicklungen	298
68. Das Verhalten eines einphasigen Induktionsmotors mit Anlaßvorrichtung beim Anlauf	305
69. Tourenregelung einphasiger Induktionsmotoren	310

Vierzehntes Kapitel.

Die experimentelle Untersuchung eines Induktionsmotors.

70. Ermittlung der Arbeitskurven	312
a) Ermittlung der Arbeitskurven durch Bremsung	312
b) Ermittlung der Arbeitskurven durch Aufnahme des Arbeitsdiagrammes	313
71. Trennung der Verluste	313
a) Leerlaufversuch bei veränderlicher Periodenzahl	314
b) Leerlaufversuch bei veränderlicher Rotorgeschwindigkeit	315
c) Leerlaufversuch bei veränderlicher Spannung	321
Messung der zusätzlichen Stromwärmeverluste	323
72. Trennung der Widerstände und Reaktanzen von Stator und Rotor	323
73. Messung der Temperaturerhöhung	325
74. Messung der Schlupfung	328
1. Messung der Schlupfung durch Messung der Periodenzahl des Rotorstromes	328
2. Messung der Schlupfung durch Erzeugung von Pulsationen von der Periodenzahl der Schlupfung	329
3. Optische Messung der Schlupfung	331
4. Akustische Messung der Schlupfung	332
5. Messung der Schlupfung durch Differentialtourengähler	332

Fünfzehntes Kapitel.

Vorberechnung eines Induktionsmotors.

75. Allgemeines über den Entwurf eines Induktionsmotors	334
Größter Leistungsfaktor und Überlastungsfähigkeit	336
76. Angaben über Wirkungsgrad, Leistungsfaktor und Überlastungsfähigkeit normaler Motoren	337

	Seite
77. Polzahl und Tourenzahl	339
78. Größe des Luftspaltes	341
79. Wahl des Verhältnisses der Pollänge zur Polteilung	341
Einfluß des Verhältnisses der Pollänge zur Polteilung auf die Leit- fähigkeit der Streuflüsse	342
Einfluß von $\frac{l}{\tau}$ auf die Gewichte und die Verluste	344
80. Bedingung für die geringsten Kosten des aktiven Materials	346
81. Größe der Luftinduktion B_l und der linearen Belastung AS	349
82. Berechnung der Hauptabmessungen	350
Entwurf schnellaufender Motoren	352
83. Berechnung der Eisenlängen l und l_1	353
84. Berechnung der Statorwicklung und der Statornuten	354
Zahl und Abmessungen der Statornuten	356
85. Berechnung der Rotorwicklung und der Rotornuten	360
86. Berechnung der Eisenhöhe des Stators und Rotors	363
87. Prüfung der berechneten Hauptabmessungen	364

Sechszehntes Kapitel.

Beispiele für die Vorausberechnung.

88. Ausführliche Berechnung eines dreiphasigen Induktionsmotors von 50 PS	365
a) Ausführung des Motors mit Schleifringanker	369
b) Ausführung des Motors mit Kurzschlußanker	386
89. Berechnung eines einphasigen Induktionsmotors von 12 PS mit Anlaßvorrichtung	390
90. Zusammenstellung der Berechnung eines Induktionsmotors	407
91. Tabelle der Hauptabmessungen und berechneter Größen von aus- geführten Induktionsmotoren	418

Siebzehntes Kapitel.

Die Konstruktion einer Induktionsmaschine.

92. Allgemeines	425
93. Beispiele ausgeführter Motoren	429
Aktiengesellschaft Brown, Boveri & Co. Dreiphasenmotor, 3 PS, 1500 Umdr.	429
Elektrizitäts-Aktien-Gesellschaft vormals Kolben & Co. Dreiphasen- motor, 4 PS, 1500 Umdr.	431
Aktien-Gesellschaft „Volta“. Dreiphasenmotor, 1 PS, 750 Umdr.	432
Aktiengesellschaft Brown, Boveri & Co. Dreiphasenmotor. 40 PS. 1000 Umdr.	334
Aktiengesellschaft Brown, Boveri & Co. Motor mit angebauter An- laßvorrichtung	437
Aktiengesellschaft Brown, Boveri & Co. Gekapselter und gelüfteter Motor, 45 PS, 750 Umdr.	439
Vereinigte Elektrizitäts-Aktiengesellschaft, Wien. Dreiphasenmotor. 52 PS, 650 Umdr.	441
Maschinenfabrik Esslingen. Dreiphasenmotor, 150 PS, 750 Umdr.	442
Gesellschaft für elektrische Industrie, Karlsruhe. Dreiphasenmotor. 250 PS, 500 Umdr.	444
Aktiengesellschaft Brown, Boveri & Co. Dreiphasenmotor, 180 PS, 315 Umdr.	445

	Seite
Ateliers de Constructions Electriques de Charleroi. Dreiphasenmotor, 750 PS, 250 Umdr	445
Ganzsche Elektrizitäts-Aktiengesellschaft Dreiphasenmotor, 450 PS, 57 Umdr.	448
Maschinenfabrik Oerlikon. Dreiphasenmotor, 570 PS, 75 Umdr. . .	449
Maschinenfabrik Oerlikon. Dreiphasenmotor. 200 bis 500 PS, 150 bis 375 Umdr.	451
Felten & Guillaume-Lahmeyerwerke Dreiphasenmotor, 650 PS, 60 Umdr.	453
Siemens-Schuckertwerke. Dreiphasenmotor, 350 PS, 1500 Umdr. . .	455
Elektrizitäts-Aktien-Gesellschaft vormals Kolben & Co. Dreiphasenmotor, 420 PS, 1500 Umdr.	461
Aktiengesellschaft Brown, Boveri & Co. Dreiphasenmotor, 475 PS, 1200 Umdr	463

Achtzehntes Kapitel.

Das Anwendungsgebiet der Induktionsmotoren.

94. Das Anwendungsgebiet der Induktionsmotoren	466
--	-----

Neunzehntes Kapitel.

Der Induktionsgenerator.

95. Wirkungsweise einer Induktionsmaschine als Generator	470
96. Betrieb eines Induktionsgenerators bei konstanter Periodenzahl . .	471
97. Betrieb eines Induktionsgenerators mit konstanter Tourenzahl . .	473
98. Die Induktionsmaschine als Bremse	477
99. Die Induktionszusatzmaschine	479

Zwanzigstes Kapitel.

Kaskadenschaltung von zwei Induktionsmaschinen.

100. Die Anwendung einer Induktionsmaschine als allgemeiner Transformator	484
101. Allgemeines über die Kaskadenschaltung von zwei Induktionsmaschinen	486
102. Ersatzstromkreis und Stromdiagramm	490
103. Drehmomente, Leistungen und EMKe	499
104. Ersatz des Stromdiagrammes durch zwei Kreise	505
105. Experimentelle Untersuchung von zwei in Kaskade geschalteten Induktionsmaschinen	511
106. Anlassen und Tourenregelung	515

Einundzwanzigstes Kapitel.

Kaskadenschaltung einer Induktionsmaschine und einer synchronen Wechselstrommaschine.

107. Der Periodenumformer	520
108. Strom- und Spannungsverhältnisse eines Periodenumformers	525
109. Äußere Charakteristik eines Periodenumformers	529
110. Das Parallelarbeiten eines Periodenumformers mit der Zentrale . .	533
111. Die Induktionsmaschine in Kaskade mit einer synchronen Wechselstrommaschine als Motor und als Generator	536

Zweiundzwanzigtes Kapitel.

Seite

Kaskadenschaltung einer Induktionsmaschine mit einer Gleichstrommaschine (Kaskadenumformer).

112. Allgemeines über den Kaskadenumformer	538
113. Spannungs- und Stromverhältnisse	541
114. Spannungsänderung und Spannungsregelung	551
115. Beispiele ausgeführter Kaskadenumformer	558

Dreiundzwanzigtes Kapitel.**Einige weitere Anwendungen der Induktionsmaschine.**

116. Doppeltgespeiste Induktionsmaschine	573
Regelbarer doppeltgespeister Motor von Siemens & Halske	574
Doppeltgespeister Motor von Kloß und Grob und Doppelfeldgenerator von Ziehl	575
117. Erweiterte Kaskadenschaltung	579
Kaskadenschaltung der Felten & Guilleaume-Lahmeyerwerke . . .	579
Verwendung von Umformern und Gleichstrommaschinen	582
Schaltungsanordnung der Felten & Guilleaume-Lahmeyerwerke . .	582
Getriebe von Heyland	583
Anhang	588
Namen- und Sachregister	589
Erklärung der in den Formeln verwendeten Buchstaben . . .	593

— — — — —

Berichtigungen.

Seite	41, Gl. 50, lies $l_s = l + (\frac{1}{4} \text{ bis } \frac{1}{3}) n_s b_s$.
„	54, Anmerkung, lies spezifischer Widerstand statt Leitfähigkeit.
„	60, Zeile 2 u. 3 lies E_{2s} statt E_{s2} .
„	213, Gl. 158a, lies V_{zs} statt V_{zr} .
„	234, in den Gleichungen für T_k lies l_k statt l_s .

— — — — —

Verzeichnis der Tafeln.

- Tafel I. Gesellschaft für elektrische Industrie, Karlsruhe i. B. Dreiphasenmotor, 250 PS, 500 Umdrehungen i. d. Minute. 50 Perioden, 3000 Volt.
- Tafel II. Gesellschaft für elektrische Industrie, Karlsruhe i. B. Kurzschluß- und Bürstenabhebevorrichtung zum 250 PS-Motor.
- Tafel III. A.-G. Brown, Boveri & Co., Baden, Schweiz. Dreiphasenmotor, 180 PS, 315 Umdrehungen i. d. Minute. 42 Perioden, 2000 Volt.
- Tafel IV. Ateliers de Constructions Electriques de Charleroi. Dreiphasenmotor, 750 PS, 250 Umdrehungen i. d. Minute. 50 Perioden, 6300 Volt.
- Tafel V. Ganzsche Elektrizitäts-Aktien-Gesellschaft, Budapest. Dreiphasenmotor, 450 PS, 57 Umdrehungen i. d. Minute. 21 Perioden, 500 Volt.
- Tafel VI. Maschinenfabrik Oerlikon. Dreiphasenmotor, 570 PS, 75 Umdrehungen i. d. Minute. 22,5 Perioden, 1900 Volt.
- Tafel VII. Maschinenfabrik Oerlikon. Dreiphasenmotor mit Polumschaltung für 4 Geschwindigkeiten. 200 bis 500 PS, 150, 188, 300, 375 Umdrehungen i. d. Minute. 500 Volt, 50 Perioden, 242 bis 510 Amp.
- Tafel VIII. Felten & Guillaume-Lahmeyerwerke, Aktiengesellschaft, Frankfurt a. M. Dreiphasenmotor, 650 PS, 60 Umdrehungen i. d. Minute. 25 Perioden, 2000 Volt.
- Tafel IX. Siemens-Schuckertwerke. G. m. b. H., Berlin. Dreiphasenmotor, 350 PS, 1500 Umdrehungen i. d. Minute. 50 Perioden, 1000 Volt.
- Tafel X. Siemens-Schuckertwerke. G. m. b. H., Berlin. Kaskadenumformer, 500 KW, Dreiphasenstrom 3000 Volt, 50 Perioden, Gleichstrom 450 bis 500 Volt, 1110/1000 Amp., 50 Umdrehungen i. d. Min.
-

Erstes Kapitel.

Einleitung.

1. Einteilung der asynchronen Maschinen — 2. Anordnungen zur Erzeugung eines Drehfeldes.

1. Einteilung der asynchronen Maschinen.

Als asynchrone Wechselstrommaschine bezeichnet man allgemein eine solche Wechselstrommaschine, deren Umdrehungszahl nicht an die durch Polzahl und Periodenzahl bestimmte sog. synchrone Umdrehungszahl gebunden ist, sondern deren Arbeitsbereich auch bei anderen Umdrehungszahlen liegen kann.

Der streng synchrone Lauf der Synchronmaschinen wird bedingt durch die Erregung des Magnetfeldes mit Gleichstrom, und der kennzeichnende Unterschied zwischen den synchronen und den asynchronen Maschinen besteht darin, daß das Magnetfeld einer Asynchronmaschine mit Wechselstrom erregt wird.

Die große Zahl der Ausführungsformen von asynchronen Maschinen können wir in zwei Hauptgruppen teilen, die sich voneinander zunächst durch die Konstruktion und die Arbeitsweise des rotierenden Teiles unterscheiden, und zwar in

1. Induktionsmaschinen,
2. Kommutatormaschinen.

Bei den Induktionsmaschinen ist nur der eine Teil an die Stromquelle angeschlossen, und zwar meist der feststehende, während der rotierende Teil eine Wicklung besitzt, deren Windungen einzeln oder gruppenweise kurzgeschlossen sind. Diese kurzgeschlossenen Windungen erhalten den Strom durch Induktion — ähnlich wie die sekundäre Wicklung eines Transformators —, man bezeichnet sie daher auch als die sekundäre Wicklung der Induktionsmaschine und die an das Netz angeschlossene als die primäre Wicklung.

Die Kommutatormaschinen besitzen dagegen einen rotierenden Teil, der genau wie bei einer Gleichstrommaschine ausgebildet ist und eine Gleichstromwicklung mit Kommutator und Bürsten besitzt. Bei diesen kann also sowohl dem feststehenden als auch dem rotierenden Teil Strom vom Netz zugeführt werden oder auch ein Teil kurzgeschlossen sein. Hierdurch ergibt sich eine außerordentliche Mannigfaltigkeit der Schaltungen, die verschiedene charakteristische Arbeitsweisen bedingen, während bei den Induktionsmaschinen nur eine einzige Schaltung möglich ist, die in dem Kurzschluß des einen Teiles und der Speisung des anderen Teiles besteht.

Diese Verschiedenheit rechtfertigt die Einteilung der asynchronen Maschinen in die beiden Hauptgruppen. Wir beschäftigen uns zunächst mit den Induktionsmaschinen.

G. Ferraris und N. Tesla haben die Induktionsmaschine fast gleichzeitig und unabhängig voneinander erfunden. Die Erfindung des Induktionsmotors beruht auf der Entdeckung der Energieübertragung durch ein magnetisches Drehfeld. Die große technische Bedeutung des Drehfeldes für den Bau von Wechselstrommotoren wurde insbesondere von Tesla erkannt.

Das durch Wechselströme erregte Feld einer Asynchronmaschine kann entweder ein Wechselfeld oder ein Drehfeld sein.

Ein Wechselfeld ist dadurch gekennzeichnet, daß die Richtung der Feldstärke im Raum feststeht, während die Größe des Feldes periodisch von einem positiven zu dem entsprechenden negativen Maximum pulsiert.

Ein Drehfeld ändert dagegen seine Richtung im Raum mit einer gleichbleibenden oder veränderlichen Geschwindigkeit, während die Größe des Feldes konstant bleibt oder sich ändert.

Ein Drehfeld entsteht, abgesehen von dessen Erzeugung durch Drehung eines mit Gleichstrom erregten Polrades, durch das Zusammenwirken von mehreren Wechselfeldern, die räumlich verschieden gerichtet (gegeneinander verschoben) sind und zeitlich verschiedene Phase haben.

Wir wollen zunächst die verschiedenen Mittel und Anordnungen zur Erzeugung eines Drehfeldes betrachten.

2. Anordnungen zur Erzeugung eines Drehfeldes.

Zu den von G. Ferraris und N. Tesla bei ihren ersten Motoren benutzten Arten der Erzeugung eines Drehfeldes sind im Laufe der Jahre andere Anordnungen hinzugetreten.

Wir können sie danach gruppieren, ob der Strom nur der

ruhenden Wicklung, oder nur der rotierenden Wicklung mittels Kommutator oder beiden zugeführt wird.

Diese Gruppierung ergibt folgende Möglichkeiten:

A. Einführung des Stromes in eine ruhende Wicklung:

1. Ruhende Wicklung mit Mehrphasenstrom gespeist.

2. Ruhende Wicklung mit Einphasenstrom gespeist:

das Drehfeld entsteht

a) durch Zerlegung des Einphasenstromes in Ströme verschiedener Phase (Erzeugung einer Kunstphase),

b) durch die Wirkung einer kurzgeschlossenen rotierenden Wicklung.

B. Einführung des Stromes in eine rotierende Wicklung mit Kommutator:

1. als Mehrphasenstrom,

2. als Einphasenstrom.

C. Einführung des Stromes in eine rotierende Wicklung mit Kommutator und in eine ruhende Wicklung:

1. als Mehrphasenstrom,

2. als Einphasenstrom.

Die Anordnungen unter B. 2 und C. 2 können die gleichen Unterabteilungen 2a und 2b wie A. 2 enthalten; jedoch hat hier nur die Anordnung 2 b) praktische Bedeutung erlangt, wie im zweiten Teil des Buches gezeigt werden wird.

Umkehrungen der obigen Anordnungen ergeben sich dadurch, daß man die ruhende Wicklung ersetzt durch eine rotierende mit Schleifringen und die rotierende Wicklung mit Kommutator durch eine feststehende mit Kommutator und rotierenden Bürsten. Die Umkehrungen bieten aber prinzipiell nichts Neues.

Für die Induktionsmotoren kommen nur in Betracht die Anordnungen unter A. Wir beschränken uns zunächst auf diese.

A. 1. Erzeugung eines Drehfeldes durch Einführen von Mehrphasenstrom in eine ruhende Wicklung.

Zu dieser Gruppe gehören die Anordnungen von Ferraris und Tesla. Beide haben gezeigt, wie mit Hilfe von phasenverschobenen Wechselströmen ein Drehfeld erzeugt und ein Wechselstrommotor betrieben werden kann.

Der von Ferraris im Jahre 1885 gebaute Motor ist in Fig. 1

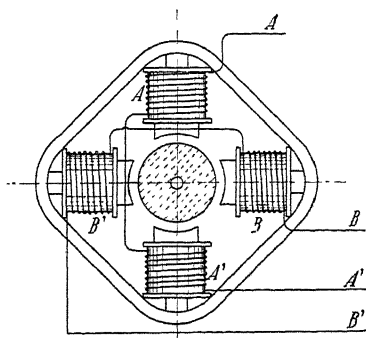


Fig. 1. Motor von Ferraris.

dargestellt. Er besteht aus zwei Paaren von radialen Elektromagneten AA' und BB' mit gemeinsamem Joch und einem im Magnetfeld gelagerten Kupferzylinder. Werden die Polpaare AA' und BB' mit zwei in der Phase verschobenen Wechselströmen erregt, so wird der Kupferzylinder in Drehung versetzt, während er bei Erregung nur eines Polpaares mit einphasigem Wechselstrom in Ruhe bleibt.

Nicola Tesla hatte im Jahre 1886 unabhängig von Ferraris die Überzeugung gewonnen, daß es möglich sein müsse, einen Anker anzutreiben, in dessen Wicklung die Ströme nicht mittels eines Kommutators eingeführt, sondern durch Induktion erzeugt

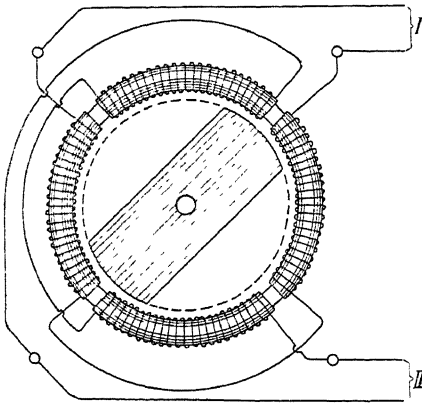


Fig. 2. Motor von Tesla.

würden. Wie die Patentschriften zeigen, hatte Tesla die technische Verwendbarkeit des Drehfeldes voll erkannt und seine Erfindungen ausgeführt, als G. Ferraris am 18. März 1888 in Turin als das Ergebnis seiner Forschung eine Arbeit über „Elektrodynamische Rotationen hervorgerufen durch Wechselströme“ veröffentlichte.

Die von Tesla gewählte Anordnung ist in Fig. 2 dargestellt.

Wir wollen nun das bei dem Motor von Ferraris und Tesla angewandte Prinzip der Erzeugung eines Drehfeldes näher betrachten.

In Fig. 3a sollen A und B zwei gleiche Spulen darstellen,

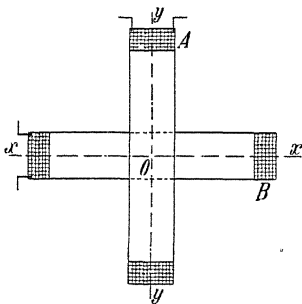


Fig. 3a.

deren Achsen senkrecht zueinander stehen und sich in der Spulenmitte schneiden. Führen wir jeder Spule einen Wechselstrom zu, so erzeugt die Spule A in der Richtung $x-x$ und die Spule B in der Richtung $y-y$ eine pulsierende magnetomotorische Kraft. Sind die an beide Spulen angelegten Spannungen gleich und von gleicher Periodenzahl, aber zeitlich um $\frac{1}{4}$ Periode oder 90 elektrische Grad in der Phase verschoben und sinusförmig, so ist der Momentanwert der

magnetomotorischen Kraft (MMK) der Spule A gleich $H \cos \omega t$ und der Spule B gleich $H \sin \omega t$, wenn H die Amplitude der MMK ist.

Ist das die Spulen umgebende Mittel homogen, z. B. Luft oder kontinuierliches, wenig gesättigtes Eisen, so ist die Induktion der MMK proportional. Es ist dann die momentane Induktion in der Richtung der x -Achse (s. Fig. 3 b):

$$\overline{Oa} = B \cos \omega t,$$

und in der Richtung der y -Achse:

$$\overline{Ob} = B \sin \omega t,$$

wenn B die Amplitude der Induktion bedeutet.

Die geometrische Summe der beiden nach dem Sinusgesetz pulsierenden Komponenten ist in jedem Moment gleich $\overline{OD} = B$; aber diese Resultante ändert ihre Richtung mit der Winkelgeschwindigkeit ω . Wir erhalten somit ein magnetisches Drehfeld von konstanter Stärke und konstanter Winkelgeschwindigkeit. Man bezeichnet ein solches Drehfeld als kreisförmiges Drehfeld, weil der Endpunkt seines Vektors einen Kreis beschreibt.

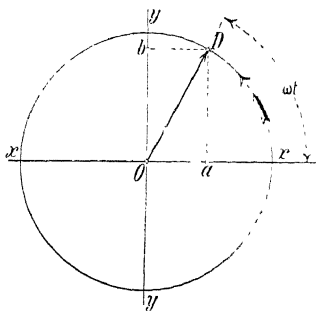


Fig. 3b. Zusammensetzung von zwei Wechselfeldern zu einem kreisförmigen Drehfeld.

Sind die Amplituden der magnetomotorischen Kräfte beider Spulen nicht gleich, oder stehen die Spulen nicht rechtwinklig zueinander, oder ist bei rechtwinklig zueinander stehenden Spulen die Phasenverschiebung der MMKe von 90° verschieden, so geht das Vektordiagramm in eine Ellipse über, und man spricht von einem elliptischen Drehfeld.

Ändern sich dagegen die Ströme bzw. die MMKe nicht nach dem Sinusgesetz, so erhalten wir weder ein kreisförmiges noch ein elliptisches Drehfeld, sondern eine andere von der Kreisform bzw. Ellipsenform mehr oder weniger abweichende wellenförmige Kurve. (Siehe Bd. III S. 329.)

Die geometrische Zusammensetzung der Felder in Fig. 3 b bezieht sich auf den Mittelpunkt O beider Spulen.

Damit wir bei einem Motor am Umfang des Rotors ein Drehfeld von konstanter Stärke erhalten, muß jedes Feld, das von einer Phase des Mehrphasenstromes erzeugt wird, am Umfange räumlich nach einer Sinusfunktion verteilt sein, und die zeitliche Änderung muß an jedem Punkte des Umfanges dem Sinusgesetz entsprechen.

In Fig. 4 bezeichne R den zylindrischen Eisenkörper des Rotors. Der Stator S soll eine zweiphasige Wicklung tragen, und die im

Luftspalt zwischen Rotor und Stator in der x - und y -Richtung wirkenden MMKe dieser Wicklung sollen ein Feld erzeugen, das im Luftspalt sinusförmig verteilt sei.

Ist zur Zeit $t=0$ die Induktion in der x -Achse im Maximum und in der y -Achse Null, so haben wir zu einer beliebigen Zeit t in der x -Achse die Induktion

$$B_{1x} = B \cos \omega t \quad (1)$$

und in der y -Achse die Induktion

$$\begin{aligned} B_{2x} &= B \sin \omega t \\ &= B \cos(\omega t - 90^\circ). \end{aligned} \quad (2)$$

An irgend einem Punkte des Umfanges, der um den Bogen x oder den Winkel $\frac{x}{\tau} \pi$

(τ = Polteilung) aus der Lage der x -Achse entfernt liegt, besteht im gleichen Moment bei sinusförmiger Verteilung die Induktion

$$B_{1x} \cos \frac{x}{\tau} \pi + B_{2x} \cos \left(\frac{x}{\tau} \pi - 90^\circ \right) = B_x.$$

Durch Einsetzen der Werte von B_{1x} und B_{2x} ergibt sich

$$B_x = B \cos \left(\omega t - \frac{x}{\tau} \pi \right) \quad . \quad . \quad . \quad (3)$$

Die resultierende Induktion B_x ist somit wieder räumlich nach dem Sinusgesetz verteilt. Sie hat die Amplitude B und rotiert mit der Winkelgeschwindigkeit ω . Das gleiche Ergebnis erhalten wir graphisch.

Ziehen wir in Fig. 4 zwei Kurven I und II derart, daß die Abstände zwischen dem Statorumfang und diesen Kurven, parallel zur x -Achse bzw. zur y -Achse gemessen, sich am Statorumfang sinusförmig ändern und der maximale Abstand in der x - bzw. y -Achse gleich B ist, so erhalten wir auf der Zeitlinie \overline{OD} für eine Drehung ωt die Größe der Momentanwerte B_{1x} und B_{2x} in der x - und y -Achse. Im Punkte C selbst sind die Amplituden der Induktion gleich der Projektion von B_{1x} und B_{2x} auf die Zeitlinie. Ihre Summe ist

$$\overline{CD} = \overline{Ca} + \overline{Cb} = B_{1x} \cos \frac{x}{\tau} \pi + B_{2x} \cos \left(\frac{x}{\tau} \pi - 90^\circ \right) = B_x$$

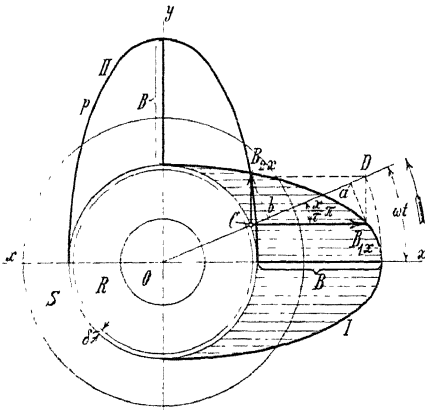


Fig. 4. Entstehung des Drehfeldes bei einem Motor.

und zwar ist, da die Kurven I und II sich auf die Amplituden beziehen,

$$B_x = B = \text{konstant.}$$

Wir erhalten somit ein Drehfeld von konstanter Amplitude und konstanter Winkelgeschwindigkeit.

Um ein solches Drehfeld zu erzeugen, sind ganz allgemein m Wechselfelder gleicher Amplitude erforderlich, die um $\frac{2\pi}{m}$ sowohl in der Phase als auch räumlich gegeneinander verschoben sind. Die Amplitude des resultierenden Drehfeldes ist dann gleich $\frac{m}{2}$ mal der Amplitude eines Wechselfeldes (s. W. T. Bd. III). m ist auch die Zahl der Phasen der ruhenden Wicklung, die räumlich je um $\frac{2\pi}{m}$ elektrische Grade gegeneinander verschoben anzuordnen sind.

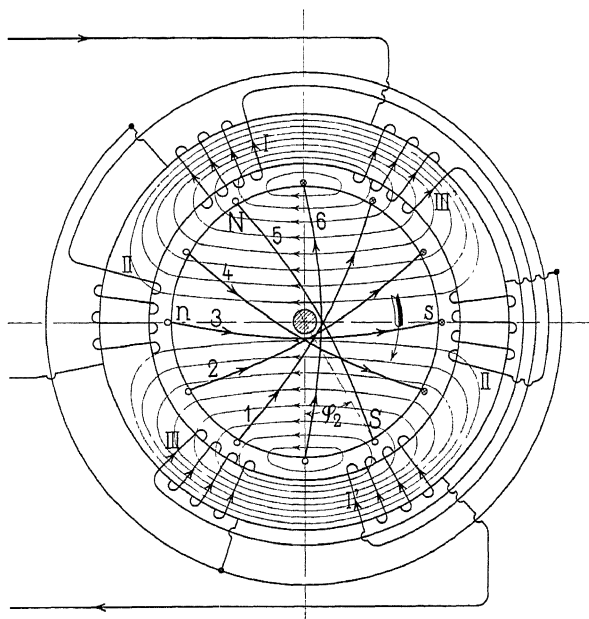


Fig. 5. Dreiphasiger Induktionsmotor (Drehstrommotor) mit kurzgeschlossener Rotorwicklung.

In Fig. 5 ist das Schema eines Dreiphasenmotors dargestellt. Der Stator hat Ringwicklung, der Rotor trägt sechs in sich kurzgeschlossene Spulen. Für den betrachteten Moment sind die Stromrichtungen und der Verlauf des Magnetfeldes durch Pfeile markiert.

In einem arbeitenden Motor wird das Drehfeld von den pri-

mären (Stator-) und sekundären (Rotor-) Amperewindungen bzw. von einer ruhenden und einer rotierenden Wicklung gemeinsam erzeugt. Ebenso wie bei einem Transformator ist die geometrische Summe der primären und sekundären Amperewindungen gleich den magnetisierenden Amperewindungen, und der entsprechende Magnetisierungsstrom wird von der primären Wicklung aus dem Netz entnommen. Durch die Drehung des Magnetfeldes gegenüber der Rotorwicklung werden in dieser EMKe induziert, die dem Feld und der relativen Geschwindigkeit des Feldes zur Rotorwicklung proportional sind. Die erzeugten Ströme sind entsprechend der gegeneinander verschobenen Lage der kurzgeschlossenen Rotorwindungen (1 bis 6 in Fig. 5) in der Phase verschoben und erzeugen ebenso wie die Statorwindungen ein Drehfeld, das Rotorfeld, das sich mit gleicher Winkelgeschwindigkeit wie das Statorfeld bewegt und mit ihm zusammen ein resultierendes, für Stator und Rotor gemeinsames Drehfeld erzeugt.

Ein Drehmoment kommt dadurch zustande, daß von dem resultierenden Drehfeld auf die stromdurchflossenen Rotorleiter Zugkräfte ausgeübt werden, wodurch der Rotor gezwungen wird, dem Drehfeld zu folgen. Fließt der Strom J durch einen Leiter der Rotorwicklung von der Länge l und befindet er sich im Feld von der Induktion B_x , so wirkt auf diesen Leiter die mechanische Kraft $B_x J l$. Da die Ströme der Rotorleiter zusammen ein Mehrphasensystem bilden, und da das magnetische Feld ein Drehfeld ist, ergeben alle auf die Rotorleiter ausgeübten mechanischen Kräfte ein konstantes Drehmoment.

Das Drehmoment ist immer in dem Sinne gerichtet, in dem das Drehfeld relativ zum Rotor rotiert. Dreht sich der Rotor synchron mit dem Drehfeld, so hört die Induktionswirkung des Feldes auf die Rotorwicklung auf, und die Rotorströme sowie das Drehmoment sind Null. Wird der Rotor schneller als das Drehfeld angetrieben, so wirkt das Drehmoment der Drehung entgegen, es muß also zur Überwindung dieses Drehmomentes dem Rotor mechanische Leistung zugeführt werden, und die Maschine wirkt dann als Generator.

Wenn die Maschine als Motor arbeitet, ist die Winkelgeschwindigkeit des Drehfeldes größer als die des Rotors. Den Unterschied zwischen der Umdrehungszahl des Drehfeldes und des Rotors bezeichnet man als „geschlüpfte Umdrehungszahl“ und das Verhältnis der geschlüpfte Umdrehungszahl zur Umdrehungszahl des Drehfeldes als „Schlüpfung“.

A. 2. Erzeugung eines Drehfeldes mit einer einphasigen ruhenden Wicklung und einer rotierenden mehrphasigen

kurzgeschlossenen Wicklung. Unterbrechen wir in Fig. 5 die Stromzuführung der Phase II, so bilden die Spulen I—I' und III—III' hintereinander geschaltet eine einphasige Wicklung. Leiten wir in diese Wicklung einen Wechselstrom und steht der Rotor still, so erhalten wir ein Wechselfeld. Dieses Wechselfeld kann mit der in sich geschlossenen Rotorwicklung kein Drehmoment erzeugen.

Denken wir uns in Fig. 6 eine drehbare, in sich geschlossene Windung I in einem Wechselfeld gelagert, deren Normale \overline{ON} auf der Windungsfläche mit der Achse des Feldes den Winkel α bildet, so wird, wenn das Wechselfeld seine Größe und Richtung ändert, in dieser Windung ein Strom induziert. Auf diesen Strom übt das Feld eine Zugkraft aus, die proportional dem Strom, dem Feld und dem Sinus des Winkels α ist. Die Windung kann sich also drehen, bis ihre Fläche senkrecht zur Achse des Feldes liegt, d. h. bis sie das Maximum der Kraftlinien dieses Feldes umschließt; dann ist die Zugkraft Null geworden.

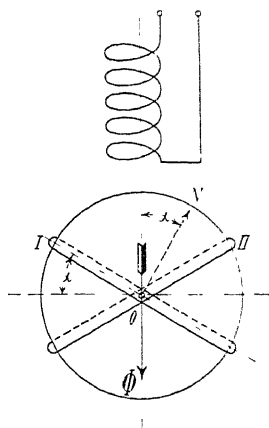


Fig. 6. Einphasiger Induktionsmotor.

Nun haben wir auf dem Rotor viele Windungen und zu jeder Windung I gibt es eine symmetrische Windung II, deren Normale ebenfalls den Winkel α mit der Achse des Feldes bildet, aber entgegengesetzt zu ihr liegt. In dieser wird ein Strom von gleicher Größe, aber entgegengesetzter Richtung erzeugt, und die auf diese Windung ausgeübte Zugkraft ist daher entgegengesetzt gerichtet wie die auf Windung I ausgeübte, und beide heben sich auf. Da wir nun zu jeder Windung auf dem Rotor eine zur Feldachse diametral gelegene finden können, ist auf dem ganzen Umfang die resultierende Zugkraft Null. Alle Windungen zusammen verhalten sich wie eine solche, deren Windungsfläche senkrecht zur Achse des Feldes Φ liegt, und sie wirken daher auf das Feld wie die kurzgeschlossene sekundäre Wicklung eines Transformators zurück.

Es ist aber möglich, durch Einführung eines einphasigen Wechselstromes in die Statorwicklung ein Drehfeld zu erzeugen und auf eine kurzgeschlossene Rotorwicklung eine Zugkraft auszuüben. Das Zustandekommen des Drehfeldes und eines Drehmomentes ist hierbei an die Bedingung geknüpft, daß die Rotorwicklung sich dreht. Es muß ihr also auf irgend eine Weise eine gewisse Anfangsgeschwindigkeit erteilt werden.

Wenn nämlich der Rotor im Wechselfeld rotiert, werden in der Rotorwicklung zweierlei EMKe induziert, und zwar durch die Änderung des Wechselfeldes und durch die Bewegung der Rotorwindungen in diesem Wechselfelde.

Die in den einzelnen Drähten durch die periodische Änderung des Wechselfeldes induzierten EMKe haben zu beiden Seiten der Symmetrieachse $a-a$, die in die Richtung des Feldes fällt, dieselbe Richtung (Fig. 7); daher können sie, wie gezeigt, nur eine resultierende MMK in der Achse des Feldes haben. Die Wicklung wirkt daher auf das Feld zurück wie die kurzgeschlossene sekundäre Spule eines Transformators, und ihre MMK erzeugt mit der des Stators zusammen das resultierende Feld in der Achse $a-a$.

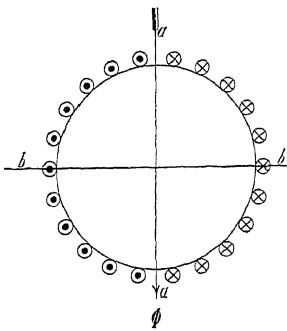


Fig. 7.

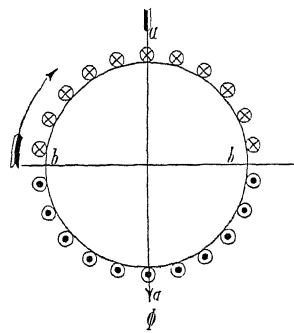


Fig. 8.

Setzen wir den Rotor in Drehung, so werden noch andere EMKe in den Rotorwindungen induziert, die proportional dem Feld und der Geschwindigkeit sind. Die Richtung dieser EMKe ergibt sich durch die Induktionsregel. Sie ist für den Moment, in dem das Feld Φ von oben nach unten gerichtet ist, in Fig. 8 angedeutet, wenn, wie der Pfeil angibt, Rechtsdrehung zugrunde liegt.

Diese EMKe gruppieren sich symmetrisch zu der senkrecht zum Statorfeld liegenden Achse $b-b$ und erzeugen in der Rotorwicklung Ströme, die ein zum Statorfeld räumlich senkrecht gerichtetes Feld hervorrufen, das als Rotorquerfeld bezeichnet wird. Für den gezeichneten Moment ist es von rechts nach links gerichtet. Es ist auch zeitlich gegen das Statorfeld verzögert, denn die durch Drehung in den Rotorwindungen induzierten EMKe sind im Maximum, wenn das Statorfeld im Maximum ist, und ihre Ströme, welche das Querfeld erzeugen, sind wegen der großen Selbstinduktion der Wicklung nahezu um 90° gegen diese EMK bzw. gegen das Statorfeld verzögert.

Durch das Zusammenwirken der beiden räumlich und zeitlich gegeneinander verschobenen Wechselfelder entsteht ein Drehfeld, das im Sinne der angenommenen Drehrichtung des Rotors sich dreht. Da die beiden Felder im allgemeinen weder gleich groß noch um genau 90° phasenverschoben sind, ist das Drehfeld ein elliptisches, wie Fig. 9 zeigt. Die zwei Wechselfelder mit den Amplituden \overline{OA} und \overline{OB} und einem Phasenverschiebungswinkel $\alpha < 90^\circ$ pulsieren räumlich in den senkrecht zueinander stehenden Achsen $a-a$ und $b-b$. Projiziert man die Amplituden auf die Zeitlinie \overline{OT} und setzt die so gefundenen Momentanwerte der Wechselfelder unter 90° zusammen, indem man sie in der Richtung der zugehörigen Achse anträgt, so erhält man Punkte der Ellipse.

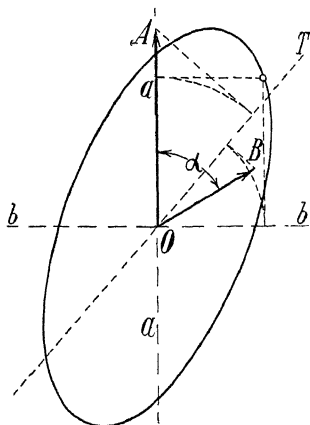


Fig. 9. Zusammensetzung von zwei Wechselfeldern zu einem elliptischen Drehfeld.

Da nun, wie dargelegt, sowohl die vom Statorfeld in den Rotorwindungen induzierten Ströme als auch das Rotorquerfeld um nahezu 90° gegen das Statorfeld verzögert sind, sind diese Rotorströme und das Querfeld nahezu in Phase, und es entsteht ein Drehmoment, das ihrer Stärke und dem Cosinus ihrer Phasenverschiebung proportional ist. Dieses Drehmoment ist aber nicht konstant, weil das Feld seine Größe während einer Umdrehung ändert. Ein elliptisches Feld übt keine konstante Zugkraft aus.

A. 2a. Erzeugung eines Drehfeldes mit Einphasenstrom und Kunstphase. Ein mit einphasigem Wechselstrom betriebener Induktionsmotor hat, wie oben erläutert wurde, in der Ruhelage kein Drehmoment. Um ihn in Gang zu setzen, kann man künstlich phasenverschobene Ströme erzeugen, die ein Drehfeld und ein Drehmoment bilden. Ist der Motor in Gang gebracht, so kann die Kunstphase oder Hilfsphase abgeschaltet und der Motor einphasig weiter betrieben werden.

Zu diesem Zwecke teilt man die Statorwicklung in zwei Teile, die räumlich um 90 elektrische Grad gegeneinander verschoben sind. In Fig. 5 würde man z. B. die Spulen I—I' und III—III' als Hauptwicklung und die Spulen II—II' als Hilfswicklung benutzen. Beide Wicklungen werden z. B. parallel an die Polklemmen des Netzes gelegt, und um eine Phasenverschiebung der Ströme beider Zweige zu erhalten, kann man vor die eine Wicklung eine Drossel-

spule und vor die andere einen Kondensator oder einen induktionsfreien Widerstand schalten oder andere Schaltungen anwenden, wie zuerst von Tesla angegeben worden ist. In dem Zweige, der z. B. eine Drosselspule enthält, wird der Strom in der Phase verzögert. Dagegen wird er durch einen Kondensator oder einen induktionsfreien Widerstand verfrüht gegenüber dem Strom des dazu parallelen Zweiges.

Im allgemeinen werden hierbei die räumlich um 90 elektrische Grad verschobenen Felder nicht gleich groß und um weniger als 90° in der Phase verschoben sein. Wir erhalten somit auch hier ein elliptisches Drehfeld.

Zweites Kapitel.

Arbeitsweise des Rotors und Drehmoment.

3. Die Schlüpfung. — 4. Die in der Rotorwicklung induzierten EMKe. — 5. Das Drehmoment.

3. Die Schlüpfung.

Wir betrachten zunächst einen mehrphasigen Motor, dessen Drehfeld sich in ein Grundfeld und in Oberfelder zerlegen läßt, wie in Bd. III S. 325 gezeigt ist.

Die Grundwelle des Drehfeldes legt während einer Periode eine doppelte Polteilung zurück. Haben wir daher eine $2p$ polige Statorwicklung und c Perioden pro Sekunde, so wird die minutliche Umdrehungszahl des Grundfeldes oder die synchrone Umdrehungszahl

$$n_1 = \frac{60 c}{p} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (4)$$

und seine Winkelgeschwindigkeit in elektrischen Graden

$$\omega_1 = 2\pi c = \pi \frac{p n_1}{30} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (5)$$

und in räumlichen Graden

$$\frac{\pi n_1}{30} = \frac{\omega_1}{p} = \frac{2\pi c}{p} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (5a)$$

Wir denken uns nun den Rotor mit einer Tourenzahl n_2 oder der Winkelgeschwindigkeit ω_2 in gleicher Richtung wie das Drehfeld rotierend.

Die relative Tourenzahl zwischen Grundfeld und Rotor oder die geschlüpfte Tourenzahl wird dann gleich

$$n_1 - n_2 = s n_1 = n_s.$$

Das Verhältnis

$$s = \frac{n_1 - n_2}{n_1} = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (6)$$

bezeichnet man als Schlüpfung. Wir können auch schreiben

$$n_2 = n_1(1 - s)$$

und

$$s\% = \frac{n_1 - n_2}{n_1} 100. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (7)$$

Es ist z. B. für 2% Schlüpfung $s = 0,02$. Bei Stillstand des Motors ist $s = 1$ und $n_2 = 0$, und bei Synchronismus ist $s = 0$ und $n_2 = n_1$.

4. Die in der Rotorwicklung induzierten EMKe.

Infolge der relativen Geschwindigkeit $n_s = sn_1$ zwischen Grundfeld und Rotorwicklung wird in dieser eine EMK induziert. Ist die Rotorwicklung eine Mehrphasenwicklung von gleicher Polzahl wie die Statorwicklung, so addieren sich die in den einzelnen Teilen der Wicklung einer Phase induzierten EMKe.

Bezeichnen wir die pro Phase in Serie geschalteten Windungen der Rotorwicklung mit w_2 , mit Φ den mit einer Rotorwindung, deren Weite gleich der Polteilung ist, verketteten Kraftfluß und die der Tourenzahl n_s und der Polzahl $2p$ entsprechende Periodenzahl mit $c_s = \frac{p n_s}{60}$, so wird die in einer Phase der Rotorwicklung vom Grundfelde induzierte EMK

$$E_{2s} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} c_s w_2 f_2 \Phi 10^{-8} \text{ Volt} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (8)$$

c_s ist die Periodenzahl der in der Rotorwicklung induzierten EMK.

Die Rotorwicklung wird ebenso wie die Statorwicklung als Lochwicklung ausgeführt, und damit der Wicklungsfaktor f_2 für das Grundfeld möglichst groß wird, legt man die Löcher oder Nuten einer Phase innerhalb $\frac{1}{m}$ einer Polteilung, worin m die Phasenzahl ist.

Sind die Phasen der Rotorwicklung in Stern (Fig. 10) verbunden, so sieht man sofort ein, daß in der Wicklung kein Strom fließen kann, so lange die Klemmen (bzw. die Schleifringe) weder durch Widerstände noch direkt miteinander verbunden

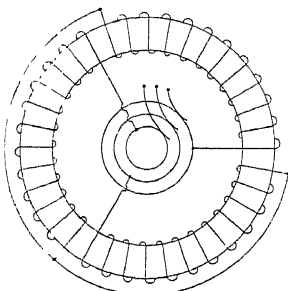


Fig. 10.

sind. Die Wicklung ist mit anderen Worten offen. Sind die Phasen der Rotorwicklung in richtiger Reihenfolge zu einem geschlossenen Ring (Fig. 11) verbunden, so heben sich die in dem geschlossenen Ring induzierten EMKe gegenseitig auf, weil die Summe der in allen Phasen induzierten EMKe gleich Null ist. Es fließt bei Ringschaltung der Rotorwicklung ebenso wenig ein Strom wie bei Sternschaltung, so lange die Klemmen offen sind. Bei geschlossener Rotorwicklung entsteht in dieser ein Mehrphasenstrom von der Periodenzahl c_s , der ein magnetisches Drehfeld erzeugt, dessen Grundfeld mit der Tourenzahl

$$n_s = \frac{60 c_s}{p} \text{ relativ zum Rotor rotiert.}$$

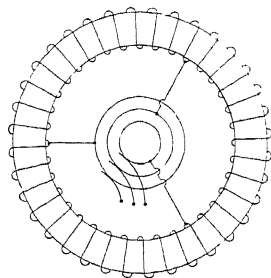


Fig. 11.

Der in der Rotorwicklung fließende Mehrphasenstrom ist nach dem Lenzschen Gesetz so gerichtet, daß er stets der ihn erzeugenden Kraft entgegenwirkt, d. h. die magnetisierende Kraft des Statorstromes zu schwächen sucht. Dies ist aber nur möglich, wenn das vom Rotorstrom erzeugte Drehfeld mit gleicher Tourenzahl wie das vom Statorstrom erzeugte Feld im Raume rotiert, und zwar in demselben Sinne. Da $n_1 = n_2 + n_s$ ist, rotiert das Drehfeld im Rotor in demselben Sinne wie der Rotor selbst. Die Amplitude des Rotorfeldes fällt nicht mit der des Statorfeldes zusammen, sondern sie sind gegeneinander um nahezu 180° verschoben, ebenso wie der sekundäre Strom eines Transformators gegen den primären. Das Statorfeld F_1 und das Rotorfeld F_2 superponieren sich, und da beide Grundfelder von Sinusform sind, so lassen sie sich durch Vektoren darstellen und geometrisch addieren. Die Resultierende F der beiden Vektoren F_1 und F_2 in Fig. 12 stellt die Amplitude des resultierenden Drehfeldes nach Größe und relativer Richtung dar.

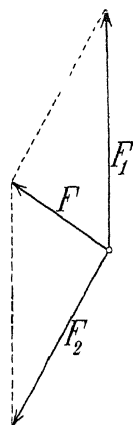


Fig. 12.

Die Oberfelder des Grundstromes induzieren ebenso wie das Grundfeld in der Rotorwicklung Ströme, die eine solche Richtung haben, daß sie die Oberfelder der Statorströme schwächen. Wie in Bd. III S. 323 gezeigt ist, treten bei einer m -phasigen Wicklung Oberfelder auf, deren Ordnung ν gegeben ist durch

$$\nu = (2xm \pm 1),$$

worin x jede ganze Zahl sein kann. Das ν te Oberfeld des Grundstromes hat νp Polpaare und rotiert mit der Tourenzahl

$$n_\nu = \frac{n_1}{\nu}.$$

Alle Oberfelder von der Ordnung $\nu = (2xm + 1)$ rotieren in demselben Sinne wie das Grundfeld und alle Oberfelder von der Ordnung $\nu = (2xm - 1)$ im entgegengesetzten Sinne.

In der Statorwicklung induzieren das Grundfeld und alle Oberfelder EMKe von der Grundperiodenzahl, dagegen haben die im Rotor induzierten Ströme verschiedene Periodenzahl. Das $(2xm + 1)$ te Oberfeld induziert im Rotor eine EMK von der Periodenzahl

$$c_{s, (2xm+1)} = \frac{(2xm+1)p}{60} (n_{(2xm+1)} - n_2) = \frac{p}{60} [n_1 - (2xm+1)n_2]$$

und das $(2xm - 1)$ te Oberfeld eine EMK von der Periodenzahl

$$c_{s, (2xm-1)} = \frac{(2xm-1)p}{60} (n_{(2xm-1)} + n_2) = \frac{p}{60} [n_1 + (2xm-1)n_2],$$

weil das letztere im entgegengesetzten Sinne des Rotors rotiert. Allgemein können wir schreiben

$$c_{s\nu} = \frac{p\nu}{60} \left(\frac{n_1}{\nu} \mp n_2 \right) = \frac{p}{60} (n_1 \mp \nu n_2) \quad . \quad . \quad . \quad (9)$$

Wir bezeichnen

$$\frac{\frac{\frac{n_1}{\nu} \mp n_2}{\frac{n_1}{\nu}}}{\frac{n_1}{\nu}} = \frac{n_1 \mp \nu n_2}{n_1} = s_\nu \quad . \quad . \quad . \quad (10)$$

als die Schlüpfung des Rotors gegenüber dem ν ten Oberfeld.

Es ist somit

$$\text{und} \quad \left. \begin{aligned} c_{s\nu} &= s_\nu c \\ s_\nu &= \frac{c_{s\nu}}{c} = 1 \mp (1-s)\nu \end{aligned} \right\} \quad . \quad . \quad . \quad (11)$$

Es hat z. B. der Rotor gegen das fünfte Oberfeld, das bei einer Dreiphasenwicklung entgegengesetzt zum Grundfelde rotiert, eine Schlüpfung

$$s_5 = 1 + (1-s)5.$$

Wenn Synchronismus mit dem Grundfelde vorhanden und somit $s=0$ ist, wird

$$s_5 = 6,$$

d. h. der Rotor dreht sich in diesem Falle relativ zum fünften Oberfeld mit der sechsfachen Geschwindigkeit dieses Oberfeldes.

Es wird nun der Effektivwert der vom ν ten Oberfeld in der Rotorwicklung induzierten EMK

$$E_{2\nu} = 4,44 s_\nu c w_2 f_{2\nu} \Phi_\nu 10^{-8} \text{ Volt} \quad . \quad . \quad . \quad (12)$$

Die Periodenzahlen der von einem Oberfeld in der Rotorwicklung induzierten EMK $E_{2\nu}$ und der vom Grundfeld induzierten E_{2s} verhalten sich wie

$$\frac{c_{s\nu}}{c_s} = \frac{s_\nu c}{s c} = \frac{1 \mp (1-s)\nu}{s} \quad . \quad . \quad . \quad (13)$$

Dieses Verhältnis ist im allgemeinen keine ganze Zahl. Es besteht somit zwischen den Periodenzahlen der Oberströme und der Periodenzahl des Grundstromes einer Rotorwicklung kein einfaches Verhältnis, selbst wenn, wie hier angenommen, der Statorstrom sinusförmig ist. Der Rotorstrom besteht also im allgemeinen nicht aus harmonischen Schwingungen und kann nicht als ein periodischer Wechselstrom im gewöhnlichen Sinne aufgefaßt werden.

Ist der Primärstrom nicht von Sinusform, so kann er in seine Harmonischen zerlegt werden, aber keine dieser Harmonischen wird in der Rotorwicklung einen periodischen Wechselstrom induzieren, so daß der resultierende Rotorstrom sich aus einer großen Anzahl von Sinusströmen zusammensetzt, deren Periodenzahlen in keinem bestimmten Verhältnis zueinander stehen und deren gegenseitige Lage somit eine stets wechselnde ist.

Es folgt hieraus, daß es vergebliche Mühe ist, die Stromkurve der sekundären Ströme punktweise mit einer Joubertschen Scheibe, die einmal pro Periode des Grundstromes Kontakt macht, aufzunehmen. Denn die Bedingung für die Anwendbarkeit dieser Methode besteht darin, daß die Stromwelle eine periodische Kurve ist, was für die Stromwelle der Rotorwicklung einer Asynchronmaschine, wie gezeigt, nicht der Fall ist.¹⁾ Macht nämlich die Scheibe pro Periode der Grundschwingung einmal Kontakt, so haben die höheren Schwingungen des Stromes in diesen Momenten jedesmal verschiedene Werte. Wir bekommen somit nicht bei jedem Kontakt denselben Momentanwert, sondern dieser setzt sich aus einem von dem Grundstrom herrührenden konstanten und einem von allen Oberströmen herrührenden veränderlichen Wert zusammen. Das Mittel aus den Momentanwerten über eine genügend lange

¹⁾ O. S. Bragstad, Mehrphasige Asynchronmotoren (Sammlung elektrotechn. Vorträge). 1902.

Zeit gibt nur den Momentanwert des Grundstromes, weil das Mittel der Oberströme gleich Null ist.

Wie wir später sehen werden, vernichten bei großen Periodenzahlen c_s , die von den Oberfeldern induzierten Rotorströme diese Felder selbst. Wir brauchen deswegen vorläufig nur das Grundfeld zu betrachten. Das Grundfeld ist, wie wir gesehen haben, ein Drehfeld, welches von den resultierenden MMKen der Stator- und Rotorwicklung erzeugt wird.

An Hand eines Beispieles wollen wir nun die elektrischen Vorgänge in einem Mehrphasenmotor verfolgen, um die Wirkung des resultierenden Drehfeldes deutlicher zu zeigen.

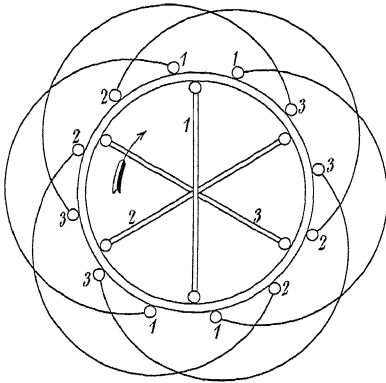


Fig. 13.

Fig. 13 stellt einen zwei-poligen Dreiphasenmotor mit zwei Löchern pro Pol und Phase im Stator dar, dessen Rotor eine dreiphasige Wicklung mit über den Durchmesser gewickelten Spulen besitzt.

In Fig. 14 sind Rotor und Stator mit der Rotorwicklung in eine Ebene abgerollt. Wir gehen am besten von dem resultierenden

Grundfeld aus, dessen räumliche Verteilung wir uns durch die Sinuskurve RG dargestellt denken. Es mag nach rechts rotieren und zwar schneller als der Rotor. Das resultierende Grundfeld induziert somit in den drei Phasen der Rotorwicklung EMKe, die, wie aus den Figuren ersichtlich ist, folgende zeitliche Reihenfolge haben:

$$\left. \begin{aligned} e_{2s,I} &= \sqrt{2} E_{2s} \sin \omega_s t = \sqrt{2} s E_2 \sin \omega_s t \\ e_{2s,II} &= \sqrt{2} E_{2s} \sin (\omega_s t - 120^\circ) = \sqrt{2} s E_2 \sin (\omega_s t - 120^\circ) \\ e_{2s,III} &= \sqrt{2} E_{2s} \sin (\omega_s t - 240^\circ) = \sqrt{2} s E_2 \sin (\omega_s t - 240^\circ) \end{aligned} \right\} (14)$$

Die Welle der EMK $E_2 = \frac{n_1}{n_s} E_{2s}$, in der Fig. 14 mit E_2 bezeichnet, eilt dem Grundfeld RG um 90° nach. Die in einer Phase der Rotorwicklung induzierte EMK e_{2s} der Gl. 14 ist gleich der Höhe der in der Mitte der betreffenden Spule (a, b, c) errichteten Ordinate der Kurve E_2 mal der Schlüpfung s .

Da diese EMKe bei kleiner Schlüpfung s die kleine Periodenzahl sc_1 haben, werden die von ihnen erzeugten Ströme mit

der zugehörigen EMK nahezu in Phase sein. Man erhält somit als Grundwelle der MMK der Rotorwicklung die Kurve MMK_g der Fig. 14.

Das resultierende Grundfeld RG wird von den Stator- und Rotor-Amperewindungen gemeinsam erzeugt. Wir denken uns die dem Grundfeld entsprechende resultierende magnetomotorische Kraftkurve gegeben. Sie ist in Fig. 14 mit $RMMK$ bezeichnet. Die

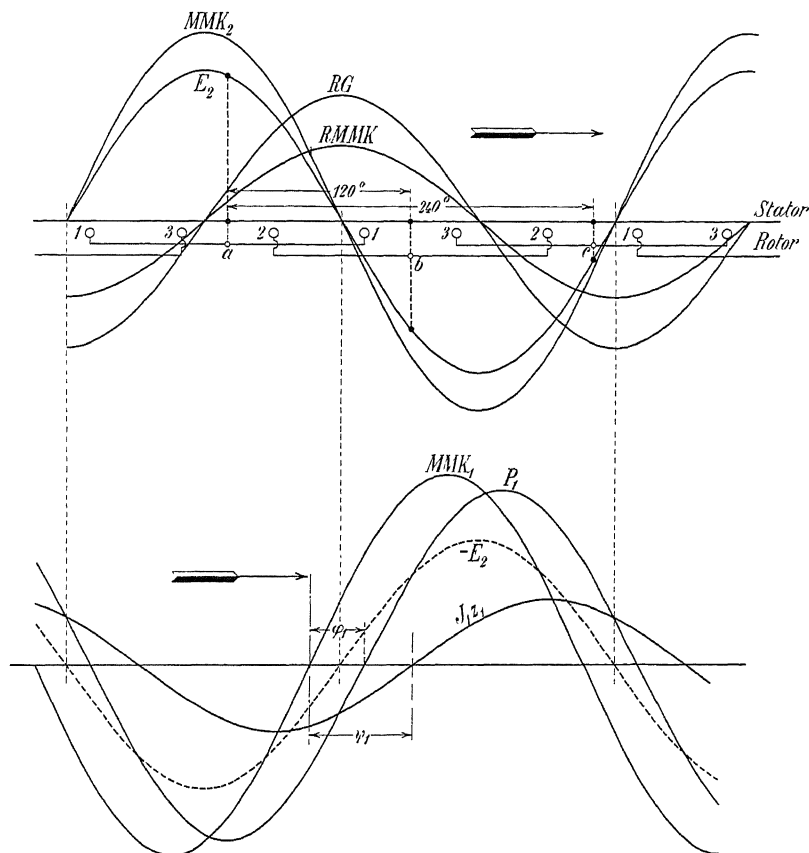


Fig. 14 und 15.

Kurve der MMK des Stators (MMK_1 Fig. 15) ergibt sich nun durch Addition von $RMMK$ und der um 180° verschobenen Kurve MMK_2 bzw. einer Kurve, die in Bezug auf die Abszissenachse symmetrisch zu MMK_2 liegt, denn die MMK des Stators muß nicht allein die MMK des Rotors aufheben (kompensieren), sondern in jedem Momente auch die zur Erzeugung des Drehfeldes RG erforderliche $RMMK$ liefern.

Setzen wir für eine Phase des Rotors und Stators gleiche Windungszahlen voraus, so wird bei Stillstand im Rotor und Stator dieselbe EMK $E_2 = \frac{n_1}{n_s} E_{2s}$ induziert.

Um die Klemmenspannung des Stators zu finden, ist zu beachten, daß sie nicht allein die in der Statorwicklung induzierte EMK, sondern auch den in der Statorwicklung entstehenden Spannungsabfall überwinden muß. Die Werte, die den Momentanwerten von $J_1 z_1$ das Gleichgewicht halten, wo z_1 die Impedanz einer Phase der Statorwicklung bedeutet, liefern eine Sinuskurve, die der Kurve MMK_1 bzw. J_1 um den Winkel $\psi_1 = \arctg \frac{x_1}{r_1}$ vorausleitet.

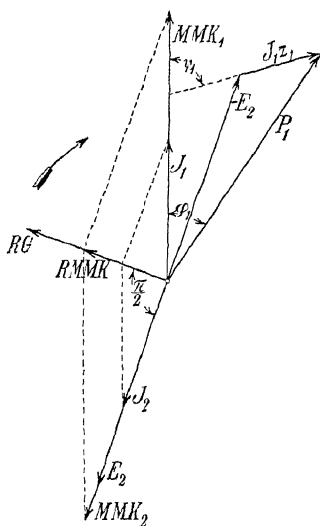


Fig. 16.

Addieren wir deswegen in Fig. 15 die Ordinaten der Kurven $J_1 z_1$ und $-E_2$, so erhalten wir die Kurve der Klemmenspannung P_1 des Stators.

Da die Kurven in Fig. 14 und 15 Sinuskurven sind, so können wir sie durch Vektoren darstellen, was in Fig. 16 geschehen ist. Wir sehen hieraus, daß die MMK-Kurven der Stator- und Rotorwicklung bzw. die Ströme J_1 und J_2 gegenseitig verschoben sind und zwar um einen Winkel von nahezu 180° . Ferner ist ersichtlich, daß die Klemmenspannung P_1 dem Vektor MMK_1 oder dem Strom J_1 des Stators um einen Winkel φ_1 vorausleitet. Die hier erhaltenen Diagramme haben große Ähnlichkeit mit denen eines Transformators.

Wir haben der Einfachheit halber die Reaktanz der Rotorwicklung vernachlässigt. Ferner haben wir angenommen, daß die resultierende MMK in Phase mit dem Drehfeld RG sei, was nur so lange zutrifft, als keine Hysteresis auftritt.

5. Das Drehmoment.

Wir haben bisher nur die elektrischen Vorgänge studiert, die sich bei der Drehung des Rotors abspielen, und gehen jetzt dazu über, zu untersuchen, welche mechanischen Kräfte auf ihn einwirken.

Zu dem Zwecke betrachten wir wieder einen zweipoligen Motor, dessen Statorwicklung mehrphasig, z. B. dreiphasig aus-

geführt ist, und dessen Rotor, wie in Fig. 13, eine beliebige Zahl über den Durchmesser gewickelter Spulen besitzt. Diese Rotor-spulen sollen jede für sich entweder durch einen Widerstand oder ohne einen solchen kurzgeschlossen sein. Das resultierende Grundfeld induziert in jeder Spule eine EMK sE_2 , die einen Strom J_2 erzeugt. Denken wir uns vorläufig den Rotor fast synchron mit dem Drehfeld rotierend, so ist die Periodenzahl der in den Rotor-spulen erzeugten Ströme so klein, daß die Reaktanz der Rotor-spulen vorläufig außer acht gelassen werden kann. Der Strom J_2 ist also in Phase mit der EMK sE_2 und eilt dem Grundfeld um 90° nach. Wir erhalten somit die durch die Fig. 14 dargestellte Beziehung zwischen Feld und Rotorstrom. Der Strom einer Spule wird gemessen durch die in der Mitte (a , b , c) der betreffenden Spule errichtete Ordinate der Stromkurve (bzw. der Kurve MMK_2 in Fig. 14, deren Ordinaten J_2 proportional sind).

Ableitung der Formel für das Drehmoment aus der Änderung des elektromagnetischen Potentials der rotierenden Spulen. — Wir wissen, daß in jeder stromdurchflossenen Spule, die sich in einem magnetischen Felde befindet, eine gewisse potentielle Energie aufgespeichert ist. Sie ist gleich dem Produkte der Amperewindungen der Spule mit dem von der Spule umschlossenen Kraftflusse Φ , wo Φ in derjenigen Richtung positiv zu nehmen ist, die dem vom Strom selbst erzeugten Fluß entgegengerichtet ist. Diese potentielle Energie der Spule überträgt sich auf den Rotor, auf dem die Spule befestigt ist.

Bezeichnen wir mit

$$P = i_2 w_2 \Phi$$

das elektromagnetische Potential der Spule und mit x (Fig. 17) den Winkel zwischen der Normalen auf der Spulenebene und der Richtung der Induktion B , so ist die von der Spule bei einer Drehung um den Winkel dx geleistete Arbeit gleich

$$dA = - \frac{\partial P}{\partial x} dx.$$

Andererseits ist diese Arbeit auch gleich dem Drehmoment ϑ_1 mal dem Winkel dx , also:

$$dA = \vartheta_1 dx = - \frac{\partial P}{\partial x} dx,$$

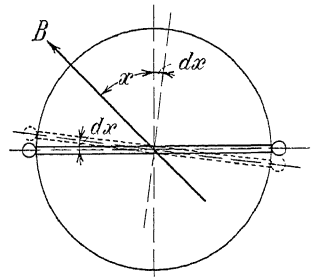


Fig. 17.

oder das Drehmoment der Spule ist

$$\vartheta_1 = - \frac{\partial P}{\partial x} = - \frac{\partial(i_2 w_2 \Phi)}{\partial x}.$$

Bei der Drehung der Spulen um den kleinen Winkel dx gegen das Feld ändert sich nur der die Spulen durchsetzende Kraftfluß

$$\Phi \cos x.$$

Also wird das Drehmoment einer Spule gleich

$$\vartheta_1 = - \frac{\partial(i_2 w_2 \Phi \cos x)}{\partial x} = i_2 w_2 \Phi \sin x. \quad . \quad . \quad (15)$$

Da für $x=0$ die Induktion B ein Maximum ist, entspricht in Fig. 17 der Winkel x einer Drehung der Spule aus der Lage, in der ihr Kraftfluß im Maximum ist. In dieser Lage ist die EMK der Spule gleich Null und, wenn wir die Reaktanz der Rotorspulen vernachlässigen, auch der Strom gleich Null. Es können deswegen die Amperewindungen:

$$i_2 w_2 = \sqrt{2} J_2 w_2 \sin x$$

gesetzt werden, und das Drehmoment der Spule wird gleich:

$$\vartheta_1 = \sqrt{2} J_2 w_2 \Phi \sin^2 x = \frac{\sqrt{2}}{2} J_2 w_2 \Phi (1 - \cos 2x). \quad . \quad (16)$$

Das Drehmoment einer Spule ist somit für alle Lagen im Felde positiv, aber es ändert sich mit der Spulenlage zwischen Null und einem Maximalwert.

Wünscht man das Drehmoment aller Spulen zu kennen, so muß man alle ϑ_1 summieren von $x = -\frac{\pi}{2}$ bis $x = +\frac{\pi}{2}$.

Da

$$\sum_{x=-\frac{\pi}{2}}^{x=+\frac{\pi}{2}} \cos 2x = 0$$

ist, so erhält man als resultierendes Drehmoment aller m_2 Spulen

$$\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{2} m_2 J_2 w_2 \Phi. \quad . \quad . \quad . \quad (17)$$

Ist die Reaktanz der Rotorspulen nicht zu vernachlässigen, so ist der Strom der Rotorspule um einen Winkel ψ_{2s} gegen die in der Spule induzierte EMK verschoben. Die Fig. 16 geht jetzt in

richteten Normalen zum Felde. Hat man m_2 symmetrische Phasen, so ergibt sich als resultierendes Drehmoment aller Phasen

$$\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{2} m_2 J_2 w_2 f_2 \Phi \cos \psi_{2s} \quad . \quad . \quad . \quad (21)$$

weil die Summe der m_2 Glieder $\cos(2x - \psi_{2s})$ bekanntlich gleich Null wird.

Gehen wir von einem zweipoligen Motor zu einem mehrpoligen mit p Polpaaren über, so wird das Drehmoment einfach p mal größer. Denn das elektromagnetische Potential

$$P = i_2 w_2 \Phi$$

ist dasselbe wie oben, wir haben aber nun, um dieselbe Elementararbeit dA zu leisten, den Rotor nur um den räumlichen Winkel $\frac{1}{p} dx$ zu drehen. Es wird also

$$dA = \vartheta_1 \frac{dx}{p} = - \frac{\partial P}{\partial x} dx$$

und

$$\vartheta_1 = -p \frac{\partial P}{\partial x}.$$

Also erhalten wir als allgemeine Formel für das von einem konstanten Drehfelde auf einen mehrphasigen Rotor ausgeübte Drehmoment

$$\vartheta = \frac{1}{\sqrt{2}} m_2 J_2 w_2 f_2 p \Phi \cos \psi_{2s} \quad . \quad . \quad . \quad (22)$$

$m_2 J_2 w_2 f_2$ ist die effektive MMK des Rotors, $p \Phi$ der Kraftfluß aller magnetischen Kreise des resultierenden Drehfeldes und $\left(\frac{\pi}{2} - \psi_{2s}\right)$, wie aus Fig. 18 ersichtlich, die Phasenverschiebung der MMK-Kurve gegen die Feldkurve RG des Drehfeldes. Bei einer mehrphasigen Asynchronmaschine ist also

Drehmoment = $\frac{1}{\sqrt{2}} \times$ effektive MMK des Rotors \times Kraftfluß aller magnetischen Kreise \times Sinus der Phasenverschiebung dieser beiden.

Man sieht also, daß bei gegebener MMK des Rotors und gegebenem Kraftfluß $p \Phi$ das Drehmoment allein von der gegenseitigen Lage der Feldkurve und MMK-Kurve abhängt. Diese Lage kann durch Einschaltung von Selbstinduktion und Kapazität in den Rotorstromkreis innerhalb enger Grenzen geändert werden.

Die Figuren 14 und 15 sind unter der Annahme abgeleitet worden, daß der Rotor sich im Sinne des Drehfeldes bewegt und zwar langsamer als das Feld, d. h. unterschynchron. Lassen wir den Rotor gleichschnell wie das Drehfeld, d. h. synchron rotieren,

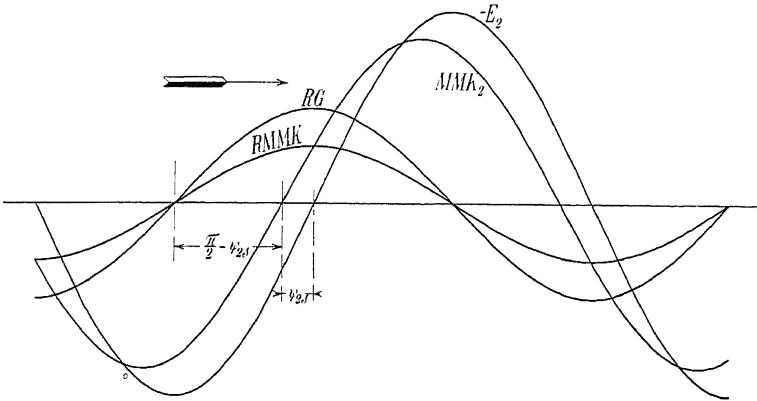


Fig. 19.

so wird in den Rotorwindungen keine EMK vom Grundfelde induziert. Dreht er sich schneller als das Feld, d. h. übersynchron, so werden EMKe induziert, die denen bei Unterschynchronismus entgegengesetzt gerichtet sind. Wir erhalten daher bei Übersyn-

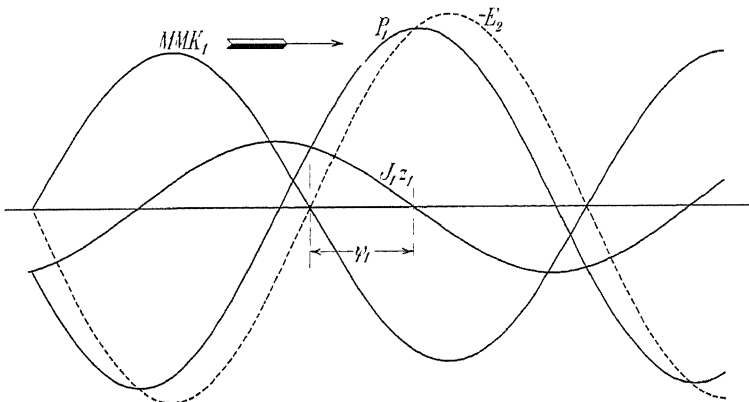


Fig. 20.

chronismus die in den Figuren 19 bis 21 dargestellten Verhältnisse. Wir sehen, daß $\left(\frac{\pi}{2} - \psi_{2s}\right)$ sein Vorzeichen geändert hat und daß somit das Drehmoment negativ geworden ist. Der Rotor kann

$$\vartheta = \frac{W_a}{\frac{2\pi n_1}{60}} = \frac{m_2 E_2 J_2 \cos \psi_{2s}}{\frac{2\pi n_s}{60}},$$

und da nach Gl. 8:

$$E_{2s} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \frac{p n_s}{60} f_2 w_2 \Phi 10^{-8} \quad . \quad . \quad . \quad (24)$$

ist, ergibt sich für das Drehmoment eine Formel, die mit der oben abgeleiteten Formel (22) übereinstimmt.

Im allgemeinen wird in der Technik das Drehmoment in Kilogrammmetern angegeben. Dies ist aber nicht zweckmäßig, wenn man mit elektromagnetischen Einheiten rechnet. Man nimmt deswegen als Maß für das Drehmoment die Größe W_a an, die man als synchrone Watt bezeichnet. Die Bezeichnung rührt daher, daß das Drehmoment ϑ bei der dem Synchronismus entsprechenden Winkelgeschwindigkeit ω_1 die Leistung W_a an die Welle abgibt.

Dieses Maß hat den Vorteil, daß das Drehmoment leicht mit der zugeführten und abgegebenen Leistung des Motors verglichen werden kann.

Die gesamte von dem Felde auf den Rotor übertragene Leistung war gleich

$$W_a = \frac{n_1}{n_s} m_2 E_{2s} J_2 \cos \psi_{2s} \quad . \quad . \quad . \quad (25a)$$

oder da

$$\frac{n_1}{n_s} E_{2s} = E_2$$

ist, folgt:

$$W_a = m_2 E_2 J_2 \cos \psi_{2s} \quad . \quad . \quad . \quad (25b)$$

Den in mechanische Leistung umgesetzten Teil der gesamten Leistung W_a findet man als das Produkt aus dem resultierenden Drehmoment ϑ und der Winkelgeschwindigkeit

$$\omega_2 = \frac{\pi n_2}{30}$$

des Rotors, also

$$W_2' = \vartheta \omega_2 = W_a \frac{\omega_2}{\omega_1} = W_a \frac{n_2}{n_1}$$

oder

$$W_2' = \frac{n_2}{n_1} m_2 E_2 J_2 \cos \psi_{2s} \quad . \quad . \quad . \quad (26)$$

Die Leistung, die in der Rotorwicklung verloren geht, wird

$$\left. \begin{aligned} V_2 &= W_\alpha - W_2' = \frac{n_1 - n_2}{n_1} m_2 E_2 J_2 \cos \psi_{2s} \\ &= m_2 E_{2s} J_2 \cos \psi_{2s} \\ &= m_2 J_2^2 r_2 \end{aligned} \right\} \cdot \quad (27)$$

Diese Leistung entspricht bekanntlich der zur Erzeugung der Jouleschen Wärme in der Rotorwicklung nötigen Energie.

Die dem Rotor durch das magnetische Drehfeld zugeführte Leistung W_α teilt sich also in zwei Teile, von denen der erste und gewöhnlich größere Teil W_2' in mechanische Arbeit umgesetzt wird, und der zweite Teil V_2 zur Deckung der Stromwärme im Rotor verloren geht. Der zweite Teil verhält sich zu der ganzen Leistung W_α wie n_s zu n_1 , wie aus den Gl. 25a und 27 hervorgeht.

Das Verhältnis

$$s^0/_0 = \frac{n_s}{n_1} 100,$$

das wir als prozentuale Schlüpfung bezeichnet haben, gibt uns somit prozentual den Verlust im Rotorkupfer von der dem Rotor zugeführten Leistung W_α an.

Die Leistung W_2' kann nicht vollständig nutzbar gemacht werden, denn ein Teil V_e derselben geht als Lager- und Luftreibung und ein Teil als Hysteresis- und Wirbelstromarbeit in den Stator- und Rotorzähnen verloren. Der übrige Teil wird von der Riemenscheibe abgegeben. Belasten wir den Motor, so wird die Schlüpfung des Rotors so lange zunehmen, bis ein so großer Strom in der Rotorwicklung induziert wird, daß das der MMK des Rotors entsprechende Drehmoment der Belastung das Gleichgewicht hält. Bei dieser Schlüpfung stellt sich der stationäre Gang des Motors ein. Da der Phasenverschiebungswinkel ψ_{2s} bei kleinen Schlüpfungen fast Null ist, so daß $\cos \psi_{2s}$ in der Nähe des Synchronismus gleich 1 gesetzt werden kann, muß die MMK des Rotors proportional mit dem Drehmoment ansteigen. Die MMK ist bei konstanter Stärke des Drehfeldes der Schlüpfung proportional, woraus folgt, daß in der Nähe von Synchronismus die Schlüpfung nahezu proportional mit dem Drehmoment wächst.

Bei Stillstand des Rotors, wo keine Energie in mechanische Arbeit umgesetzt wird, wird die Leistung W_α auf die Stromkreise des Rotors in Form von elektrischer Energie übertragen, ganz wie bei einem gewöhnlichen stationären Transformator. Das Drehfeld spielt somit in einem Motor dieselbe Rolle wie der Hauptkraftfluß in einem Transformator und dient zur Übertragung der Leistung von den Stromkreisen des Stators auf den Rotor.

Drittes Kapitel.

Die Gleichungen und Konstanten einer mehrphasigen Asynchronmaschine.

6. Die Gleichungen einer mehrphasigen Asynchronmaschine. — 7. Berechnung des Magnetisierungsstromes. — 8. Die Streureaktanzen einer Phase der Stator- und Rotorwicklung: x_1 und x_2 . — 9. Die Widerstände einer Phase der Stator- und Rotorwicklung: r_1 und r_2 . — 10. Reaktanz und Widerstand einer Käfigwicklung.

6. Die Gleichungen einer mehrphasigen Asynchronmaschine.

Bei Stillstand verhält sich eine Asynchronmaschine vollständig wie ein Transformator. Ist die Rotorwicklung (Sekundärwicklung) offen, so wird die Statorwicklung (Primärwicklung) der Stromquelle einen Strom entnehmen, der eben genügt, um eine der Klemmenspannung gleiche EMK in dieser Wicklung zu induzieren. Dieser Strom erzeugt ein magnetisches Drehfeld, das sowohl in der Stator- als auch in der Rotorwicklung EMKe derselben Periodenzahl induziert. Schließt man die Rotorwicklung durch ein Voltmeter, so wird es eine Spannung (E_2) anzeigen. Unter Vernachlässigung des von dem Magnetisierungsstrom in der Statorwicklung verursachten Spannungsabfalles kann man für Stillstand setzen

$$\frac{P_1}{P_2} \simeq \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1 f_1}{w_2 f_2},$$

wo P_1 die primäre und P_2 die sekundäre Klemmenspannung pro Phase ist, während w_1 und w_2 die Windungszahlen einer Phase des Stators bzw. des Rotors bedeuten.

Schließt man die Rotorwicklung durch einen äußeren Widerstand, so wird in ihr ein Strom entstehen. Der Rotor bleibt jedoch in Ruhe, bis die MMK so groß wird, daß das Drehmoment des Rotors die mechanische Zugkraft überwindet, die von außen auf den Rotor ausgeübt wird.

Die Asynchronmaschine unterscheidet sich dadurch vom stationären Transformator, daß die Primär- und Sekundärwicklung sich relativ zueinander bewegen können. Trotzdem hierdurch in der Rotorwicklung ein Strom von anderer Periodenzahl als in der Statorwicklung entsteht, wirkt der Rotorstrom doch auf die Statorwicklung in derselben Weise zurück, als ob die Rotorwicklung mit dem Stator fest verbunden wäre. Die auf den Rotor übertragene Leistung wurde nach Gl. 25 zu

$$W_a = m_2 E_2 J_2 \cos \psi_{2s} = m_2 \frac{E_{2s}}{s} J_2 \cos \psi_{2s}$$

gefunden, und da $J_2 r_2 = E_{2s} \cos \psi_{2s}$ ist, wird

$$W_a = m_2 J_2^2 \left(\frac{r_2}{s} \right) \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (28)$$

Es ist ferner der sekundäre Phasenverschiebungswinkel

$$\psi_{2s} = \arctg \frac{x_{2s}}{r_2} = \arctg \frac{s x_2}{r_2} = \arctg \frac{x_2}{\left(\frac{r_2}{s} \right)} \quad . \quad . \quad (29)$$

x_2 ist die Reaktanz einer Phase der Rotorwicklung bei der Periodenzahl $c = \frac{p n_1}{60}$ und $x_{2s} = s x_2$ ihre Reaktanz bei der Periodenzahl $c_s = s c$.

In der Rotorwicklung wird bei der Schlüpfung s die EMK

$$E_{2s} = s E_2$$

induziert, und diese erzeugt den Strom

$$J_2 = \frac{E_{2s}}{\sqrt{r_2^2 + x_{2s}^2}} = \frac{s E_2}{\sqrt{r_2^2 + (s x_2)^2}} = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{r_2}{s} \right)^2 + x_2^2}} \quad . \quad (30)$$

Wir sehen hieraus, daß der rotierende Rotor sich vollständig durch eine sekundäre mit dem Stator fest verbundene Wicklung ersetzen läßt. Diese stationäre Sekundärwicklung erhält dieselbe Reaktanz wie die Rotorwicklung und einen effektiven Widerstand $\frac{r_2}{s}$, wo r_2 der effektive Widerstand der Rotorwicklung ist.

Die mathematische Behandlung einer mehrphasigen Asynchronmaschine haben wir somit auf die eines Mehrphasentransformators zurückgeführt.

Nehmen wir vorläufig an, daß Stator und Rotor dieselbe Phasen-, Nuten- und Windungszahl pro Phase haben, so können wir, wie Fig. 22 zeigt, das ganze magnetische Feld in Kraftröhren zerlegen.

Betrachten wir die schraffierte Röhre, die w_{1x} primäre und w_{2x} sekundäre Windungen umschlingen soll, so ist der Kraftfluß dieser Röhre proportional den umschlungenen Amperewindungen:

$$i_1 w_{1x} + i_2 w_{2x}.$$

i_1 ist der Strom in der primären und i_2 der Strom in der sekundären Wicklung; sie sind bekanntlich bei gleicher Windungszahl beider Wicklungen einander fast gleich, aber entgegengesetzt gerichtet. Wir können schreiben

$$\begin{aligned} i_1 w_{1x} + i_2 w_{2x} &= (i_1 + i_2) w_{2x} + i_1 (w_{1x} - w_{2x}) \\ i_1 w_{1x} + i_2 w_{2x} &= (i_1 + i_2) w_{1x} + i_2 (w_{2x} - w_{1x}). \end{aligned}$$

Die algebraische Summe $(i_1 + i_2)$ der Momentanwerte der Stromstärken stellt den auf die Kraftrohre wirkenden Momentanwert des magnetisierenden Stromes dar. Es kann somit nach diesen Gleichungen der Fluß in zwei Teile zerlegt werden, von denen der eine Teil dem

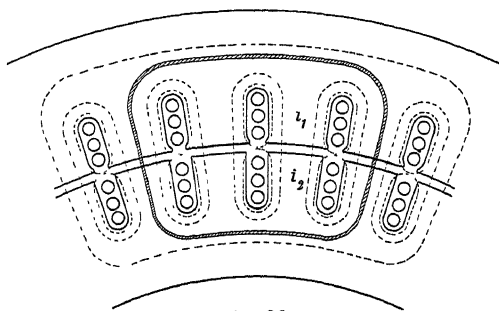


Fig. 22.

Magnetisierungsstrom $(i_1 + i_2)$ proportional und der übrige Teil dem Primärstrom bzw. dem Sekundärstrom proportional ist. Der erste Teil des Flusses wird als Hauptfluß und der zweite Teil als Streufluß bezeichnet.

Der Fluß der betrachteten Kraftrohre induziert in der Primärwicklung eine EMK proportional

$$\frac{d(w_{1x}[i_1 w_{1x} + i_2 w_{2x}])}{dt} = \frac{d([i_1 + i_2] w_{1x} w_{2x})}{dt} + \frac{d(i_1 w_{1x} [w_{1x} - w_{2x}])}{dt} \quad (31)$$

und in der Sekundärwicklung eine EMK proportional

$$\frac{d(w_{2x}[i_1 w_{1x} + i_2 w_{2x}])}{dt} = \frac{d([i_1 + i_2] w_{1x} w_{2x})}{dt} + \frac{d(i_2 w_{2x} [w_{2x} - w_{1x}])}{dt} \quad (32)$$

Auf der rechten Seite dieser Gleichungen stellen die ersten Glieder die vom Hauptkraftfluß Φ und die letzten Glieder die vom Streufluß induzierten EMKe dar. Wir sehen somit, daß der Hauptfluß jeder Kraftrohre in der Primär- und Sekundärwicklung stets dieselbe EMK induziert, während die Streuflüsse verschiedene EMKe, und zwar solche, die dem Strom der betreffenden Wicklung proportional sind, induzieren. Die Streuflüsse durchlaufen fast alle

eine größere Luftstrecke und sind deswegen in Phase mit den Strömen, von denen sie erzeugt werden. Der größte Teil des Hauptflusses verläuft im Eisen und wird deswegen durch die Hysteresis gegen den ihn erzeugenden Magnetisierungsstrom ($i_1 + i_2$) verspätet.

Summiert man die EMKe, die in einer Phase der Wicklung induziert werden, so lautet die Differentialgleichung für einen Statorstromkreis

$$\sqrt{2} P_1 \sin \omega_1 t = i_1 r_1 + w_1 \frac{d\Phi}{dt} + S_1 \frac{di_1}{dt} \quad . \quad . \quad . \quad (33)$$

und für einen Rotorstromkreis

$$0 = i_2 \frac{r_2 + r_v}{s} + w_2 \frac{d\Phi}{dt} + S_2 \frac{di_2}{dt} \quad . \quad . \quad . \quad (34)$$

r_1 und r_2 sind die effektiven Widerstände einer Phase der Stator- bzw. der Rotorwicklung, und r_v ist der effektive äußere Widerstand, der in einen Rotorstromkreis eingeschaltet sein kann. S_1 und S_2 sind die Streuinduktionskoeffizienten, und zwar ist unter Annahme gleicher Phasenzahl und Windungszahl im Stator und Rotor, wie aus den Gl. 33 und 34 hervorgeht,

$$S_1 = \sum \frac{w_{1x}(w_{1x} - w_{2x})}{R_x} \quad . \quad . \quad . \quad (35)$$

und

$$S_2 = \sum \frac{w_{2x}(w_{2x} - w_{1x})}{R_x} \quad . \quad . \quad . \quad (36)$$

wo R_x gleich dem magnetischen Widerstande der Krafttröhre ist, die mit w_{1x} primären und w_{2x} sekundären Windungen verkettet ist. Φ ist der ideelle Hauptkraftfluß, der sowohl die primäre als auch die sekundäre Wicklung vollständig umschlingt und in beiden Wicklungen dieselbe EMK wie die Summe aller Hauptflußverkettungen $\sum(\Phi w_x)$ induziert.

Der ideelle Hauptkraftfluß ist der Fluß des konstanten sinusförmigen Drehfeldes. Die Oberfelder, die wir vorläufig vernachlässigen, wirken fast wie der primäre und sekundäre Streufluß. Sie lassen sich nachträglich durch eine Erhöhung der Streuinduktionskoeffizienten S_1 und S_2 rechnerisch berücksichtigen.

Hat die Rotorwicklung eine von der Statorwicklung verschiedene Phasenzahl und Windungszahl, so kann man die Rotorwicklung durch eine andere von gleicher Phasen- und Windungszahl wie die Statorwicklung ersetzt denken.¹⁾ Es wird

¹⁾ Die auf die Windungszahl und Phasenzahl des Stators reduzierten Größen des Rotorkreises sind mit $J_2' E_2' r_2' x_2' S_2'$ usf. und die der wirklichen Windungs- und Phasenzahl entsprechenden Größen mit $J_2 E_2 r_2 x_2 S_2$ usf. bezeichnet.

dann für diesen gedachten Rotorstromkreis die pro Phase induzierte EMK $E_2' = E_1$ und

$$E_2' = \frac{w_1 f_1}{w_2 f_2} E_2 = u_e E_2.$$

Da die gedachte Rotorwicklung mit $m_1 w_1 f_1$ dieselbe MMK wie die vorhandene Rotorwicklung haben muß, so ist

$$m_1 w_1 f_1 J_2' = m_2 w_2 f_2 J_2$$

oder

$$J_2' = \frac{m_2 w_2 f_2}{m_1 w_1 f_1} J_2 = \frac{J_2}{u_i}.$$

$$u_e = \frac{w_1 f_1}{w_2 f_2} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (37)$$

ist das Übersetzungsverhältnis der EMKe und

$$u_i = \frac{m_1 w_1 f_1}{m_2 w_2 f_2} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (38)$$

das Übersetzungsverhältnis der Ströme.

Durch diese Reduktion der Rotorwicklung auf die Statorwicklung ändern sich die Differentialgleichungen des Stator- und Rotorstromkreises in ihrer Form nicht. Nur die Konstanten S_2 , r_2 und r_v gehen in S_2' , r_2' und r_v' über, die auf die Phasen- und Windungszahl des Stators reduziert sind. Da diese Größen Verhältnisse zwischen EMKen und Strömen sind, erhalten wir als Übersetzungsverhältnis für die Konstanten des Rotorstromkreises

$$u = u_e u_i = \frac{m_1 w_1^2 f_1^2}{m_2 w_2^2 f_2^2} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (39)$$

Es wird somit

$$\left. \begin{aligned} S_2' &= u S_2 \\ r_2' &= u r_2 \\ r_v' &= u r_v \end{aligned} \right\} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (40)$$

und die Differentialgleichungen des mehrphasigen Asynchronmotors lauten:

$$\left. \begin{aligned} P_1 \sqrt{2} \sin \omega_1 t &= i_1 r_1 + S_1 \frac{di_1}{dt} + w_1 \frac{d\Phi}{dt} \\ 0 &= i_2' \frac{r_2' + r_v'}{s} + S_2' \frac{di_2'}{dt} + w_1 \frac{d\Phi}{dt} \end{aligned} \right\} \quad . \quad . \quad . \quad (41)$$

Wie hieraus ersichtlich ist, lassen sich die Streuflüsse, der primäre und der sekundäre, nicht durch einen resultierenden Streufluß in Rechnung bringen, wie es oft bei der Behandlung der Asynchronmaschinen geschieht.

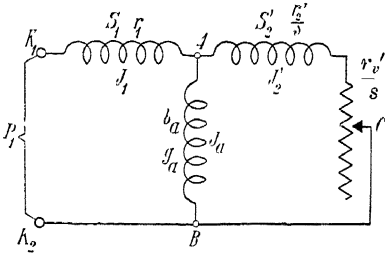


Fig. 23. Ersatzschaltung.

Man wird, ähnlich wie beim Transformator, leicht einsehen, daß die beiden Differentialgleichungen (41) auch für die folgende Schaltung, Fig. 23, Gültigkeit haben, wenn alle Phasen symmetrisch und symmetrisch belastet sind, und zwar gilt die erste Gleichung für den Stromkreis $K_1 A B K_2$ und die

zweite für den Stromkreis $A C B A$. Jeder Phase entspricht eine solche Ersatzschaltung.

In dem Stromzweig $K_1 A$ wird die Spannung der primären Streureaktanz $S_1' \frac{di_1}{dt}$ induziert und die Widerstandsspannung $i_1 r_1$ verbraucht. Der Stromzweig AB , den man als Magnetisierungs- oder Leerlaufzweig bezeichnen kann, muß so beschaffen sein, daß in ihm die EMK $w_1 \frac{d\Phi}{dt}$ induziert wird. Diesen Zweig hat man sich streuungslos und widerstandslos vorzustellen, so daß die von Φ induzierte EMK immer gleich ist der zwischen A und B bestehenden Spannung. Dieser Zweig der Ersatzschaltung hat dieselbe Windungszahl w_1 wie der Stator und denselben Eisenkörper wie der Motor; er besitzt also auch die gleiche Suszeptanz b_a und dieselbe Konduktanz g_a wie der Motor.

Der durch den Stromzweig AB dargestellte Strom ist der aus Primär- und Sekundärstrom resultierende Magnetisierungsstrom J_a . Man setzt ihn proportional der induzierten EMK E_1 :

$$J_a = E_1 y_a,$$

worin y_a die Erregeradmittanz ist.

Der Magnetisierungsstrom J_a kann in eine Komponente in Phase mit der EMK E_1 und eine senkrecht dazu zerlegt werden. Die letztere ist in Phase mit dem Hauptkraftfluß Φ und liefert die magnetisierenden Amperewindungen für das Feld. Die Wattkomponente des Erregerstromes entspricht den Verlusten, die durch den Kraftfluß im Eisenkörper bedingt werden.

Wir setzen

$$\left. \begin{aligned} J_{a,w} &= J_a \sin \psi_a = b_a E_1 \\ J_{a,w} &= J_a \cos \psi_a = g_a E_1 \end{aligned} \right\} \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad (42)$$

und es ist

$$y_a = \sqrt{b_a^2 + g_a^2}.$$

Eine mehrphasige Asynchronmaschine hat also die folgenden sechs Konstanten

r_1 = effektiver Widerstand einer Phase der Statorwicklung,

$x_1 = \omega_1 S_1$ Reaktanz einer Phase der Statorwicklung,

$r_2' = u r_2 = r_2 \frac{m_1 w_1^2 f_1^2}{m_2 w_2^2 f_2^2}$ = effektiver Widerstand der Rotorwicklung

auf die Statorwicklung reduziert,

$x_2' = u x_2 = x_2 \frac{m_1 w_1^2 f_1^2}{m_2 w_2^2 f_2^2}$ = Reaktanz der Rotorwicklung auf die Stator-

wicklung reduziert,

b_a = primäre Suszeptanz,

g_a = primäre Konduktanz.

Aus diesen ergeben sich wieder:

$y_a = \sqrt{b_a^2 + g_a^2}$ = primäre Admittanz,

$z_1 = \sqrt{r_1^2 + x_1^2}$ = primäre Impedanz,

$z_2' = \sqrt{r_2'^2 + x_2'^2} = u z_2$ = sekundäre, auf primär reduzierte Impedanz.

7. Berechnung des Magnetisierungsstromes.

A. Berechnung der wattlosen Komponente $J_a \sin \psi_a$ des Magnetisierungsstromes. — Hierzu berechnen wir die Amperewindungen, die erforderlich sind, um den Kraftfluß durch das Stator- und Rotoreisen und den Luftspalt zu treiben.

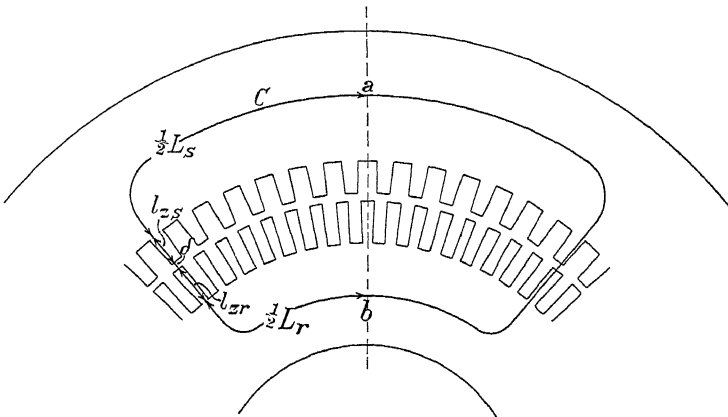


Fig. 24.

Tragen wir in die Zeichnung des Stator- und Rotoreisens einen mittleren Kraftlinienweg C (Fig. 24) ein, der durch die Mitte

zweier benachbarter Pole geht, und erstrecken das Linienintegral der magnetischen Feldstärke über diese geschlossene Kurve, so ist

$$\int_C H dl = 0,4 \pi i w.$$

$i w$ stellt hierin die zweifache Amplitude der Grundwelle der MMK-Kurve dar. Da die Kurve aus zwei symmetrischen Teilen besteht, braucht man nur über die eine Hälfte zu integrieren und das so erhaltene Integral gleich der Amplitude F_G der Grundwelle der MMK-Kurve zu setzen.

Die magnetischen Kreise können stets in mehrere Teile zerlegt werden, von denen jeder auf der ganzen Länge beinahe konstanten Querschnitt und eine konstante magnetische Kraft H hat; deswegen kann das Linienintegral $0,8 \int_a^b H dl$ durch eine Summe ersetzt werden, und es wird

$$F_G = 0,8 \int_a^b H dl = \Sigma 0,8 H_x L_x.$$

Der Bequemlichkeit halber bezeichnen wir im folgenden $0,8 H_x$ mit aw_x , d. h. als Amperewindungen pro Zentimeter Länge. Also wird

$$F_G = \Sigma aw_x \cdot L_x.$$

Diese Summe setzt sich zusammen aus den Amperewindungen, die nötig sind, um den Kraftfluß über einen Luftspalt, durch einen Rotor- und einen Statorzahn und durch das Eisen hinter den Rotor- und Statorzähnen zu treiben. Es ist also (s. S. 323, Bd. III), da für die Drähte einer Nut die MMK der Grundwelle

$$F = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} J_{a, wl} s_n \text{ ist,}$$

$$F_G = \frac{m}{2} f_1 q_1 F = 0,45 f_1 m_1 q_1 s_n J_{a, wl},$$

und da $w_1 = p q_1 s_n$ ist, folgt

$$\begin{aligned} F_G &= 0,45 \frac{m_1 w_1 f_1}{p} J_{a, wl} = \\ &= aw_l \cdot \delta + aw_{z, s} \cdot l_{z, s} + aw_{z, r} \cdot l_{z, r} + aw_s \cdot \frac{1}{2} L_s + aw_r \cdot \frac{1}{2} L_r, \end{aligned}$$

und die wattlose Komponente des Magnetisierungsstromes ist gleich

$$\begin{aligned} J_{a, wl} &= \\ &= \frac{2,22 p}{m_1 w_1 f_1} (aw_l \cdot \delta + aw_{z, s} \cdot l_{z, s} + aw_{z, r} \cdot l_{z, r} + aw_s \cdot \frac{1}{2} L_s + aw_r \cdot \frac{1}{2} L_r) \end{aligned}$$

und die primäre Suszeptanz

$$b_a = \frac{J_{a, wl}}{E_1} \cong \frac{J_{a, wl}}{P_1}.$$

(43)

Aus der induzierten EMK E_1 pro Phase, die angenähert gleich der Klemmenspannung pro Phase ist, ergibt sich zunächst nach Formel 115, Seite 341, Bd. III der Kraftfluß

$$\Phi = \frac{E_1 \cdot 10^8}{4,44 c w_1 f_1} \quad (44)$$

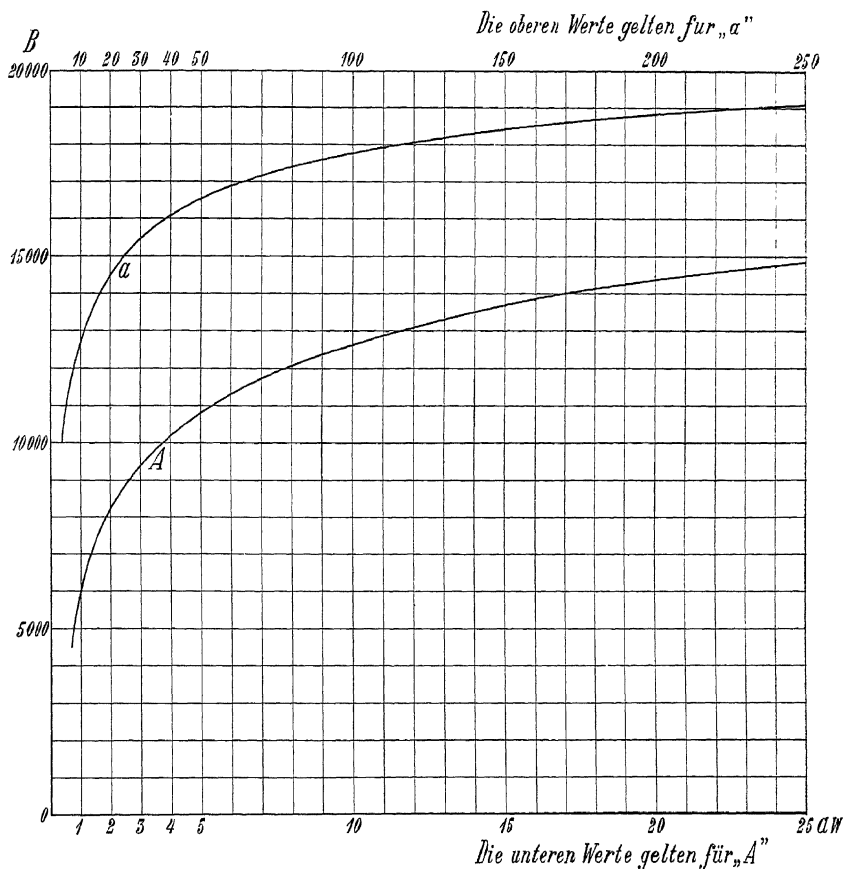


Fig. 25. Magnetisierungskurven von Eisenblech.

Für diesen Kraftfluß bestimmt man für die verschiedenen Teile des magnetischen Kreises die Induktion $B_x = \frac{\Phi}{Q_x}$ und entnimmt aus der Magnetisierungskurve des betreffenden Materials die dieser Induktion entsprechende Amperewindungszahl aw_x pro Zentimeter; die Summe $\Sigma aw_x L_x$ gibt dann F_G . Die Magnetisierungskurven der Eisenbleche, die die Induktion B als Funktion von H oder besser von $aw = 0,8 H$ darstellen, müssen experimentell

bestimmt werden. Da wir die wattlose Komponente des Magnetisierungsstromes berechnen, werden sich die besten Resultate ergeben, wenn wir uns einer statischen, z. B. ballistisch aufgenommenen Magnetisierungskurve zur Berechnung von F_G bedienen.

In Fig. 25 ist eine Magnetisierungskurve für Eisenblech dargestellt. Um für kleinere Induktionen die Werte aw genauer ablesen zu können, sind zwei Kurven eingezeichnet, deren Abszissen sich wie 1:10 verhalten. Die 10fachen Abszissenwerte, die am unteren Rande stehen, entsprechen der unteren Kurve.

Berechnung der Amperewindungen für den Luftspalt δ . Die maximale Luftinduktion B_l hängt von der Verteilung der Induktion über die Polteilung ab. Es ist

$$B_l = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau l_i} \quad \dots \quad (45)$$

worin l_i die ideelle Ankerlänge und α_i der Füllfaktor ist. Dieser ist für eine sinusförmige Verteilung

$$\alpha_i = \frac{2}{\pi} = 0,637.$$

Nun erzeugt aber die Grundwelle der MMK-Kurve, wie in Bd. III S. 331 gezeigt ist, nicht immer eine sinusförmige Induktionskurve, sondern bei gesättigten Zähnen wird die Feldkurve abgeflacht, etwa wie Fig. 26 darstellt. Kurve I

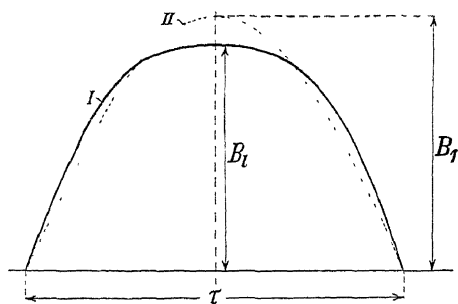


Fig. 26. Verteilung der Induktion im Luftspalt (Feldkurve).

ist die abgeflachte Feldkurve, Kurve II die sinusförmige von gleichem Gesamtkraftfluß. Die Kurve I enthält eine dritte Oberwelle, die aber bei einem Dreiphasenmotor nicht induzieren kann. Die maximale Induktion B_l der Kurve I ist wesentlich

kleiner als die Amplitude B_l der Kurve II und erfordert daher eine kleinere MMK. Es muß also zunächst der Füllfaktor α_i ermittelt werden.

In Bd. III S. 332 ist gezeigt worden, wie man die Form der Feldkurve und ihren Füllfaktor α_i aus der für den Luftspalt und die Zähne berechneten Magnetisierungskurve ermitteln kann, wenn die Amplitude der sinusförmigen MMK gegeben ist. Umgekehrt kann aber die Amplitude der MMK für einen gegebenen Kraftfluß nach diesem Verfahren nur durch Probieren gefunden werden.

Um die Lösung dieser Aufgabe zu erleichtern, benützen wir das folgende angenäherte Verfahren.

Da die gesamte MMK aus einem mit der Feldstärke proportionalen und einem ihr nicht proportionalen Teil besteht, von denen der erste den Amperewindungen AW_l für den Luftspalt, der zweite denen für die Zähne AW_z entspricht, wird die Abflachung der Feldkurve und damit der Füllfaktor α_i unter gegebenen Verhältnissen von

$$k_z = \frac{AW_l + AW_z}{AW_l} = 1 + \frac{AW_z}{AW_l} \quad . \quad . \quad . \quad (46)$$

abhängen.

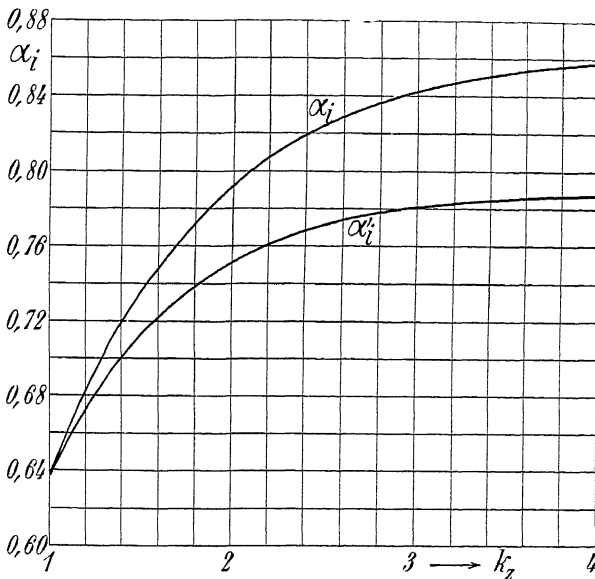


Fig. 27.

Ist $k_z = 1$, d. h. $AW_z = 0$, so ist die Feldkurve der MMK-Kurve proportional, d. h. sinusförmig und $\alpha_i = \frac{2}{\pi}$. Je größer AW_z und k_z werden, um so mehr wird die Feldkurve abgeflacht, und um so größer ist α_i .

In Fig. 27 ist die Abhängigkeit des Füllfaktors α_i von k_z durch eine Kurve dargestellt, die dadurch erhalten wurde, daß für eine große Anzahl von normalen Motoren die Feldkurve nach dem in Bd. III S. 331 angegebenen Verfahren ermittelt worden ist. Die zweite Kurve der Fig. 27 stellt den Füllfaktor

$$\alpha_i' = f_B \frac{\alpha_i}{1,11} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (47)$$

dar, den wir in die Rechnung einzuführen haben, weil die abgeflachte Feldkurve einen von 1,11 verschiedenen Formfaktor f_B hat. Diese Kurven können wir noch nicht direkt benutzen, da sowohl k_z als α_i' unbekannt sind.

In Fig. 28 ist Kurve II dieselbe wie α_i' in Fig. 27 und I eine Hilfskurve. Wäre die Feldkurve sinusförmig verteilt, so würden wir bei demselben Gesamtkraftfluß eine größere maximale Luft- und Zahninduktion und daher ein größeres k_z erhalten. Kurve I stellt nun die wirklichen α_i' als Funktion von dem k_z dar, das einer sinusförmigen Feldkurve von gleichem Gesamtkraftfluß entspricht.

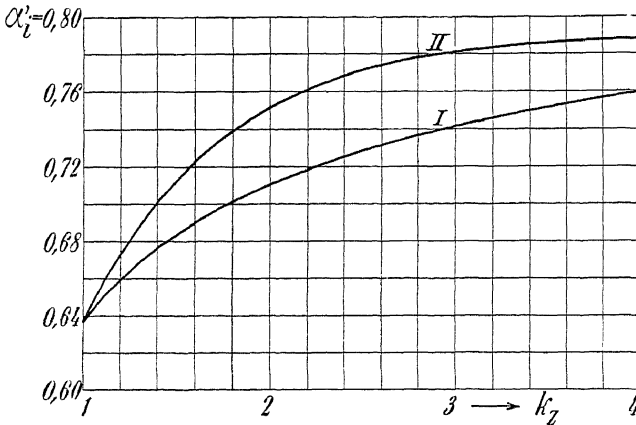


Fig. 28. Kurven zur Bestimmung des Füllfaktors α_i .

Bei der Vorausberechnung verfährt man nun wie folgt. Man nimmt zunächst $\alpha_i = \frac{2}{\pi}$ an, berechnet hiermit in der nachfolgend angegebenen Weise die Luft- und Zahninduktion und die Amperewindungen für Luft und Zähne, womit wir einen vorläufigen Wert von k_z erhalten. Mit diesem Wert gehen wir in in Fig. 28 und finden auf Kurve I den wirklichen Wert von α_i' .

Mit diesem führen wir die Rechnungen nochmals durch und erhalten die wirkliche maximale Luftinduktion B_l und Zahninduktion B_z und die Amperewindungen für Luft und Zähne.

Hieraus ergibt sich nun aus Gl. 46 ein neuer Wert von k_z , der der richtigen Verteilung entspricht und daher in der Kurve α_i' der Fig. 27 mit unserem α_i' zusammengehören muß. Diese Kurve gibt uns also eine Kontrolle für die Rechnung. Sie ist daher in Fig. 28 als Kurve II nochmals aufgetragen.

Man wird in den meisten Fällen finden, daß der mit dem vorläufigen k_z aus Kurve I Fig. 28 erhaltene Wert von α_i' ziemlich

genau übereinstimmt mit dem mittels des zweiten k_z aus der Kurve II erhaltenen Wert.

Bei der Durchführung dieses Verfahrens berechnen wir also die Amplitude der Luftinduktion

$$B_l = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau l_i} = \frac{E_1 \cdot 10^8}{\alpha_i \pi \sqrt{2} \tau l_i w_1 f_1} \quad . \quad . \quad . \quad (48)$$

und setzen in erster Annäherung $\alpha_i = \frac{2}{\pi}$.

Die ideelle Ankerlänge l_i setzt sich zusammen aus der Eisenlänge l ohne Luftschlitze und einer zusätzlichen Länge, die der Vergrößerung des Kraftflusses durch die Luftschlitze und die seitlichen Flächen des Ankers Rechnung trägt.

Im allgemeinen wird man gleich viel Schlitze im Stator- und Rotoreisen machen, damit der vom Rotor erzeugte Luftstrom auch zur Kühlung des Stators dient. Denkt man sich die Krafttröhren von der in Fig. 29 gezeigten Form,

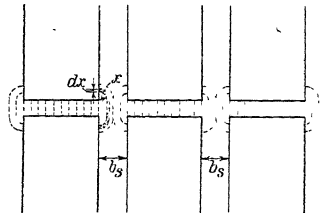


Fig. 29.

$$(n_s + 1) \frac{4,6}{\pi} \delta \log \left[1 + \frac{\pi(l_i - l)}{2n_s \delta} \right]$$

zu addieren. Es ist somit die ideelle Eisenlänge des Rotors:

$$l_i = l + 1,46(n_s + 1) \delta \log \left[1 + \frac{\pi(l_i - l)}{2n_s \delta} \right] \quad . \quad . \quad (49)$$

Annähernd ist

$$l_i = l + \left(\frac{1}{3} \text{ bis } \frac{2}{3} \right) n_s b_s \quad . \quad . \quad . \quad (50)$$

n_s bezeichnet die Anzahl der Luftschlitze, b_s die Breite eines Luftschlitzes.

Für glatte Rotor- und Statoroberflächen, wie z. B. bei Lochwicklungen, wird dann

$$a w_i \delta = 0,8 H_i \delta = 0,8 B_i \delta.$$

Für Nutenanker würden wir nach dieser Formel einen zu kleinen Wert für AW_i erhalten, da hier eine Kontraktion des Kraftflusses an den Zahnköpfen stattfindet und B_i eine Erhöhung erfährt. Wir setzen deswegen

$$a w_i \delta = 0,8 k_1 \delta B_i \quad . \quad . \quad . \quad (51)$$

wo k_1 ein Faktor ist, der die durch die Nuten verursachte Erhöhung des Luftwiderstandes berücksichtigen soll.

Ermittlung des Faktors k_1 . Wir verfahren ähnlich wie bei den Gleichstrom- und synchronen Wechselstrommaschinen. Die

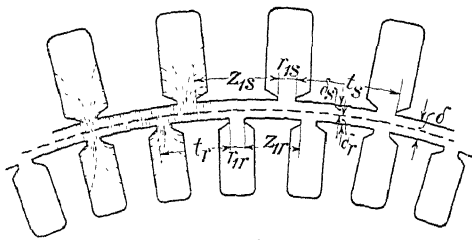


Fig. 30.

Verhältnisse liegen aber hier komplizierter, weil Stator und Rotor genutzt sind.

Wir denken uns (Fig. 30) durch den Luftspalt eine mit der Stator- und Rotoroberfläche konzentrische Zylinderfläche gelegt und berechnen die Leit-

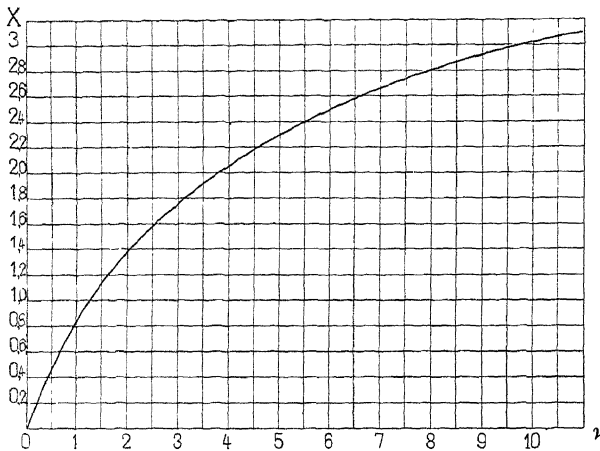
fähigkeit zwischen dieser Zylinderfläche und den Oberflächen von Stator und Rotor. Die Abstände δ_s und δ_r berechnen wir in der Weise, daß

$$\frac{r_{1s}}{\delta_s} = \frac{r_{1r}}{\delta_r} = \frac{r_{1s} + r_{1r}}{\delta} = \nu,$$

also

$$\delta_s = \frac{r_{1s} \delta}{r_{1s} + r_{1r}} \quad \delta_r = \frac{r_{1r} \delta}{r_{1s} + r_{1r}}$$

gesetzt wird.

Fig. 31. Hilfskurve zur Berechnung von k_s und k_r .

Für die Luftstrecken δ_s und δ_r berechnen wir nun mit Bezug auf die zwischengelegte Zylinderfläche in derselben Weise wie bei einer Gleichstrommaschine gegenüber den Polflächen die Werte

$$k_s = \frac{t_s}{z_{1s} + X \delta_s} \quad \text{und} \quad k_r = \frac{t_r}{z_{1r} + X \delta_r} \quad . \quad . \quad (52)$$

Hierin ist X der Kurve Fig. 31 für den Abszissenwert

$$\nu = \frac{r_{1s} + r_{1r}}{\delta}$$

zu entnehmen. Diese Kurve ist in derselben Weise berechnet wie bei Gleichstrommaschinen.¹⁾

Wir können nun durch Hintereinanderschalten der beiden Strecken δ_s und δ_r den Faktor k_1 berechnen, denn es ist der magnetische Widerstand des ganzen Luftspaltes

$$\frac{0,8 \delta k_1}{\tau l} = \frac{0,8 \delta_s k_s}{\tau l} + \frac{0,8 \delta_r k_r}{\tau l},$$

also

$$k_1 = \frac{\delta_s k_s + \delta_r k_r}{\delta} \quad (53)$$

Wir sehen, daß die Formeln für k_s und k_r ein Spezialfall der Formel 53 sind, denn setzen wir z. B. $r_{1s} = 0$, so wird $\delta_s = 0$, $\delta_r = \delta$ und somit $k_1 = k_r$, was ja erforderlich ist.

Wir haben bei der Ableitung dieser Formeln keine Rücksicht auf die Form der Zahnköpfe, die Tiefe der Nuten und die Sättigung der Zähne genommen. Alle diese Einflüsse lassen sich kaum rechnerisch berücksichtigen. Der geübte Rechner wird aber bald mit Hilfe der Erfahrung den Einfluß dieser Größen auf den Faktor k_1 schätzen können. Bei dem in der Fig. 32 dargestellten Zahnkopf kann man r_1 zweckmäßig so schätzen, wie in der Figur gezeigt ist. Bei hohen Zahn-sättigungen kann k_1 etwas kleiner als die Rechnung ergibt gewählt werden, weil infolge des magnetischen Widerstandes der Zähne der Kraftfluß durch den Nutenraum größer wird.

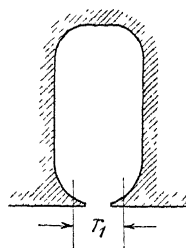


Fig. 32.

Berechnung der Amperewindungen ($aw_{zr} l_{zr} + aw_{zs} l_{zs}$) für die Zähne. Da die Berechnung der Amperewindungen für die Rotor- und Statorzähne in gleicher Weise erfolgt, genügt es zu zeigen, wie man überhaupt die Amperewindungen für Zähne am genauesten und zugleich am einfachsten berechnet. Bei wenig gesättigten Zähnen ist die Rechnung etwas einfacher als bei stark gesättigten.

a) Die maximale AW -Zahl für 1 cm Zahnlänge ist kleiner als etwa 100 bzw. die maximale Zahninduktion kleiner als etwa 18000. In diesem Fall nehmen wir an, daß kein Kraftfluß durch den Nutenraum und der ganze Kraftfluß

¹⁾ s. E. Arnold, Die Gleichstrommaschine, Bd. I S. 272.

durch das Eisen der Zähne verlaufe, und berechnen die kleinste, die mittlere und die größte Zahninduktion. Es wird (s. Fig. 36)

$$\left. \begin{aligned} B_{zmin} &= \frac{t_1 B_l}{k_2 z_{max}} \cdot \frac{l_i}{l} \\ B_{zmitt} &= \frac{t_1 B_l}{k_2 z_{mitt}} \cdot \frac{l_i}{l} \\ B_{zmax} &= \frac{t_1 B_l}{k_2 z_{min}} \cdot \frac{l_i}{l} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (54)$$

Zu diesen Induktionen werden die entsprechenden Amperewindungen aw_z für 1 cm Zahnlänge aus der Magnetisierungskurve entnommen. Es wird dann

$$aw_z \cdot l_z = l_z \frac{aw_{zmin} + 4aw_{zmitt} + aw_{zmax}}{6} \dots \dots (55)$$

b) Die maximale AW -Zahl für 1 cm Zahnlänge ist größer als etwa 100 bzw. die maximale Zahninduktion größer als etwa 18000. Der Nutenraum und der Zahn sind magnetisch parallel geschaltet; wir müssen daher bei großen Induktionen die Leitfähigkeit des

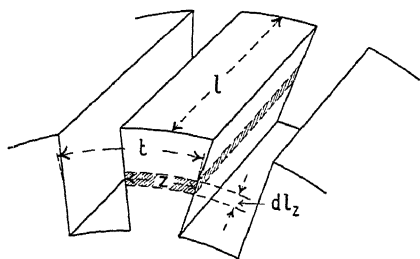


Fig. 33.

Luftraumes berücksichtigen, denn sonst bekommen wir die Induktion B_z in den Zähnen und die zugehörigen Ampere-windungen zu groß. Man denkt sich (Fig. 33) einen zylindrischen Schnitt durch die Zähne gelegt und kann B_z und $aw_z l_z$ in folgender, zuerst von Parshall und Hobart (Engineering Bd. 66

S. 130) angegebenen Weise für irgend einen Punkt dieses Schnittes bestimmen.¹⁾ Durch die Zylinderfläche gehen Kraftflüsse, die teils in Eisen und teils in der Luft verlaufen. Es ist

$$\text{Totaler Kraftfluß} = \text{Eisenkraftfluß} + \text{Luftkraftfluß}.$$

Für jeden Zahnquerschnitt unterscheiden wir nun die ideelle Induktion B_{zi} , die wir unter der Voraussetzung erhalten, daß der ganze Fluß durch das Eisen der Zähne und keiner durch die Nutenräume geht und die wirkliche Induktion B_{zv} , die wir erhalten, wenn der Kraftfluß durch die Nuten, die Luftschlitze und

¹⁾ s. E. Arnold, Die Gleichstrommaschine, Bd. I S. 277.

den von der Isolation erfüllten Raum in Rechnung gezogen wird. Es ist also

$$\begin{aligned} B_{zi} &= \frac{\text{Totaler Kraftfluß}}{\text{Eisenquerschnitt}} \\ &= \frac{\text{Eisenkraftfluß}}{\text{Eisenquerschnitt}} + \frac{\text{Luftkraftfluß}}{\text{Luftquerschnitt}} \cdot \frac{\text{Luftquerschnitt}}{\text{Eisenquerschnitt}} \\ &= B_{zw} + H_w k_3, \end{aligned}$$

oder
$$B_{zw} = B_{zi} - k_3 H_w,$$

wo
$$k_3 = \frac{\text{Luftquerschnitt}}{\text{Eisenquerschnitt}} = \frac{l_1 t - l k_2 z}{l k_2 z} = \frac{l_1 t}{l k_2 z} - 1,$$

l = Eisenlänge des Ankers ohne Luftschlitze,

l_1 = Eisenlänge des Ankers mit Luftschlitzen,

t = Zahnteilung an der betrachteten Stelle,

z = Zahnbreite „ „ „ „

$100(1 - k_2)$ = Isolation zwischen den Blechen in Prozenten ist.

In dem Ausdruck für B_w ist auch H_w enthalten, und da die Beziehung zwischen B_w und H_w nur durch eine Kurve genügend genau ausgedrückt werden kann, ist man gezwungen, folgendermaßen vorzugehen, um zu einem bekannten B_i die wirkliche Induktion B_w zu finden.

Aus der Magnetisierungskurve der benutzten Blechsorte entnimmt man das jedem B_w entsprechende H_w und berechnet für einen Wert k_3

$$B_{zi} = B_{zw} + k_3 H_w.$$

Für jeden Wert k_3 erhält man so eine Kurve, die die Beziehung zwischen B_{zw} und B_{zi} bei diesem Verhältnis k_3 ergibt.

Diese Kurven sind in der Fig. 34 für fünf verschiedene Werte von k_3 eingezeichnet.

In dieselbe Figur können wir noch zu den B_w die der verwendeten Blechsorte entsprechenden Werte der \mathcal{AW} pro 1 cm Kraftlinienweg als Abszissen abtragen und erhalten so die Magnetisierungskurve. Die Kurven der Fig. 34 entsprechen einem Eisenblech von hoher Permeabilität, das bei großen Zahnsättigungen verwendet werden soll. Für Blechsorten von erheblich anderer Permeabilität sind die Kurven neu zu berechnen.

Wenn t_j die Zahnteilung an der Eisenoberfläche bedeutet, so ist $t_1 l_j B_j$ der Kraftfluß, der auf eine Zahnteilung an der Stelle eintritt, wo die Induktion im Luftraum B_j ist. Für irgend einen

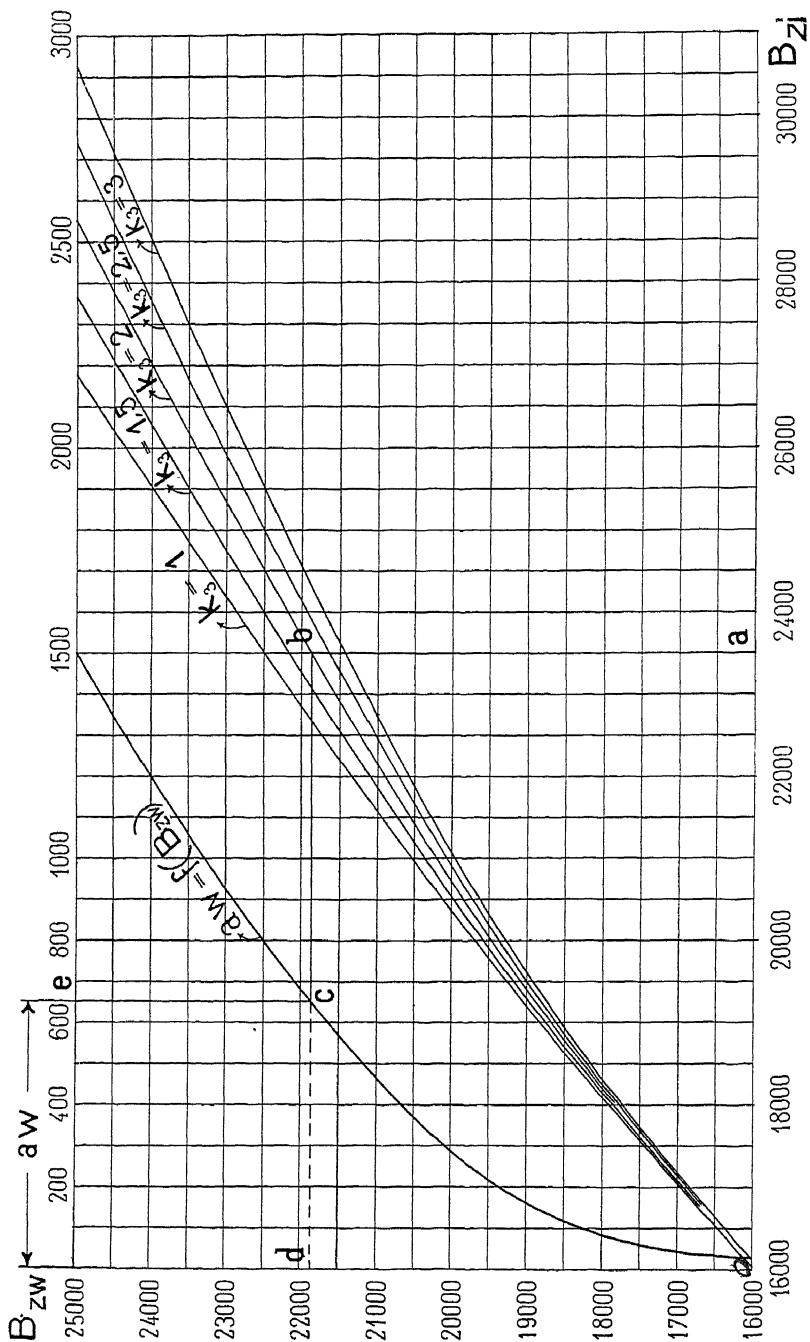


Fig. 34.

Zahnquerschnitt mit der Teilung t und der Breite z finden wir daher

$$B_{zi} = \frac{t_1 l_i B_i}{k_2 z l} \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \quad (56)$$

Machen wir nun in Fig. 34 die Abszisse $\overline{oa} = B_{zi}$, so findet man durch den Linienzug $abcd$ den zu $B_{zi} = \overline{oa}$ gehörigen Wert $B_{zw} = \overline{od}$ und $aw_z = \overline{cd}$.

Will man $aw_z l_z$ genau ermitteln, so teilt man die Zahnhöhe l_z in etwa drei bis vier Teile, ermittelt für jeden Punkt aw_z und trägt in jedem Teilpunkte nach Fig. 35 die Werte aw_z an. Es ist dann

$$\text{Fläche} = 0,8 l_z \int H dl = aw_z \cdot l_z.$$

In fast allen Fällen genügt es, um die mittlere Ordinate zu bestimmen, den Satz von Simpson anzuwenden, da die Kurve parabelförmig ist.

Man berechnet B_{zimin} , B_{zimitt} und B_{zimax} , entnimmt der Magnetisierungskurve wie angegeben die zugehörigen Werte aw_z und erhält

$$aw_z l_z = l_z \cdot \frac{aw_{zmin} + 4aw_{zimitt} + aw_{zmax}}{6}.$$

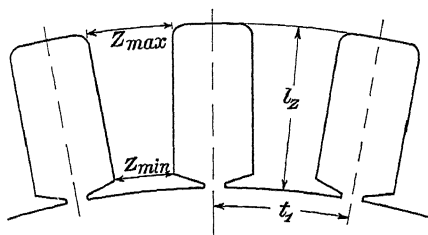


Fig. 36.

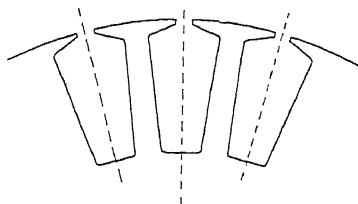


Fig. 37.

In vielen Fällen hängt die Ausnutzung eines Motors von der Sättigung der Rotorzähne ab, und um diese möglichst hoch zu machen, ohne deshalb einen überaus großen Leerlaufstrom zu erhalten, empfiehlt es sich bei kleinen Motoren mit Drahtwicklung, die Nuten nicht rechteckförmig, sondern trapezförmig, wie in Fig. 37 gezeigt ist, auszuführen. In diesem Falle ist die Zahnstärke und somit die Induktion B_z und aw_z über die ganze Zahnhöhe konstant.

Berechnung der Amperewindungen $(aw_s \frac{1}{2} L_s + aw_r \frac{1}{2} L_r)$

für den Stator- und Rotorkern. Durch das Stator- und Rotoreisen hinter den Zähnen geht die Hälfte des Kraftflusses Φ . Er tritt durch die Wurzel der Zähne in den Eisenkern ein und verläuft darin nach krummen Linien. Da der Fluß nicht an einer einzigen Stelle in den Kern eintritt, kann die Induktion B über die Länge des Kraftlinienweges nicht konstant sein. Man zerlegt nun am besten die Induktion in eine radiale und eine tangentielle Komponente, von denen die erste vernachlässigt werden kann. Unter Annahme einer sinusförmigen Feldkurve wird die tangentielle Komponente der Induktion hinter den Zähnen sich sinusförmig ändern und ihr Maximum an der Stelle haben, die unter der Feldstärke Null liegt. Die maximale Induktion ist

$$B_{a\max} = \frac{\Phi}{2lhk_2} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (57)$$

worin h die Höhe des Eisens hinter den Zähnen ist.

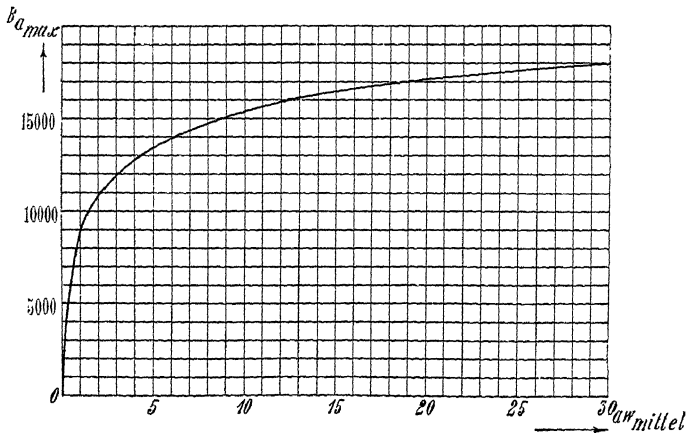


Fig. 38.

Meistens sind die Amperewindungen $\frac{1}{2}(aw_r L_r + aw_s L_s)$ vernachlässigbar klein. In den Fällen aber, wo sie zu berücksichtigen sind, ist es ratsam, sie möglichst genau zu ermitteln. Dies geschieht in der Weise, daß man bei der Summation nur die tangentielle Komponente der Induktion berücksichtigt. Diese Komponente ändert sich nach einer Sinuskurve, und man ermittelt nun in derselben Weise wie in Fig. 35 die an jeder Stelle nötigen Amperewindungen pro Zentimeter Länge.

Der Mittelwert aw_{mitt} dieser Kurve mit $\frac{1}{2}L$ multipliziert gibt dann

$$\frac{1}{2}aw_r L_r = \frac{1}{2}aw_{r,mitt} L_r$$

und in gleicher Weise

$$\frac{1}{2}aw_s L_s = \frac{1}{2}aw_{s,mitt} L_s.$$

Da bei sinusförmiger Veränderung das Verhältnis der maximalen Induktion zu der mittleren Amperewindungszahl pro Zentimeter für eine bestimmte Eisensorte unabhängig ist von der Länge des Kraftlinienweges, ist in Fig. 38 B_{amax} als Funktion von aw_{mitt} aufgetragen und kann direkt zur Berechnung verwendet werden.

B. Berechnung der Wattkomponente $J_a \cos \psi_a$ des Magnetisierungsstromes. Die Wattkomponente dient zur Deckung der im Eisenkörper von dem Hauptkraftfluß erzeugten Verluste. Ihre Berechnung bedingt daher die Kenntnis der Verluste, deren Vorausberechnung in Kapitel X gezeigt wird.

Sind die Eisenverluste V_a bekannt, so ist

$$\begin{aligned} V_a &= m_1 J_a \cos \psi_a E_1, \\ g_a &= \frac{V_a}{m_1 E_1^2} \approx \frac{V_a}{m_1 P_1^2} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (58) \end{aligned}$$

und die Wattkomponente des Magnetisierungsstromes wird

$$J_{a,w} = J_a \cos \psi_a = \frac{V_a}{m_1 E_1} = E_1 g_a \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (59)$$

Der gesamte Magnetisierungsstrom wird nun

$$J_a = \sqrt{J_{a,w}^2 + J_{a,v}^2},$$

wo $J_{a,w}$ aus Gl. 43 und $J_{a,v}$ aus Gl. 59 zu berechnen ist.

8. Die Streureaktanzen einer Phase der Stator- und Rotorwicklung: x_1 und x_2 .

Es ist

$$x_1 = \omega_1 S_1 = 2\pi c S_1$$

und

$$x_2 = \omega_1 S_2 = 2\pi c S_2.$$

S_1 ist der primäre und S_2 der sekundäre Streuinduktionskoeffizient. Sie sind bestimmt durch die Ausdrücke

$$S_1 = \sum \frac{w_{1x} \left(w_{1x} - w_{2x} \frac{w_1}{w_2} \right)}{R_x 10^8} \text{ Henry} \quad . \quad . \quad . \quad (60)$$

und
$$S_2 = \sum \frac{w_{2x} \left(w_{2x} - w_{1x} \frac{w_2}{w_1} \right)}{R_x 10^8} \text{ Henry} \quad . \quad . \quad . \quad (61)$$

wo w_{1x} und w_{2x} die primären bzw. sekundären Windungen (oder Stromfäden) sind, mit denen die Kraftröhre vom Widerstande R_x verkettet ist.

In einer Asynchronmaschine liegen die Verhältnisse ziemlich einfach, weil die primären und sekundären Amperewindungen einander fast gleich sind. Der primäre Streufluß ist mit der Primärwicklung und einem kleinen Teil der Sekundärwicklung verkettet, der sekundäre Streufluß dagegen mit der Sekundärwicklung und einem kleinen Teil der Primärwicklung. Sehen wir von den Oberfeldern ab, so bleiben nur Streuflüsse übrig, von denen der primäre nur mit der Primärwicklung und der sekundäre nur mit der Sekundärwicklung verkettet ist. Durch diese Teilung der gesamten Streuflüsse nach Grundfeld und Oberfeldern erhalten wir

und
$$\left. \begin{aligned} S_1 &= S_{s1} + S_{o1} \\ S_2 &= S_{s2} + S_{o2}, \\ S_{s1} &= \sum \frac{w_{1x}^2}{R_x 10^8} \text{ Henry} \\ S_{s2} &= \sum \frac{w_{2x}^2}{R_x 10^8} \text{ Henry} \end{aligned} \right\} . \quad . \quad . \quad . \quad (62)$$

wo

und

ist.

Es werden analog

und
$$\left. \begin{aligned} x_1 &= x_{s1} + x_{o1} = 2\pi c(S_{s1} + S_{o1}) \\ x_2 &= x_{s2} + x_{o2} = 2\pi c(S_{s2} + S_{o2}) \end{aligned} \right\} . \quad . \quad . \quad (63)$$

Die Berechnung der Streureaktanzen x_{o1} und x_{o2} der Oberfelder läßt sich erst nach Behandlung der Oberfelder im Kapitel IX vornehmen.

Wir berechnen nun die Streuinduktionskoeffizienten des Grundfeldes S_{s1} und S_{s2} . Sie sind nicht für alle Lagen des Rotors relativ zum Stator gleich groß; man muß deswegen S_{s1} und S_{s2} für verschiedene Lagen ermitteln und daraus die Mittelwerte nehmen.

Wir setzen:

s_n = Zahl der in Reihe geschalteten Drähte pro Loch,
 g = Lochzahl pro Pol und Phase,
 p = Polpaarzahl,

$w = pq s_n =$ Zahl der in Reihe geschalteten Windungen pro Phase,

$l_x =$ Drahtlänge in Zentimetern, für die λ_x berechnet wird,

$\lambda_x =$ Leitfähigkeit des die Drähte der Spule umgebenden magnetischen Kreises pro Zentimeter Länge des Drahtes.

Der Streufluß $\Phi_{s,x}$, der mit $s_{n,x}$ Drähten verkettet ist und erzeugt wird, wenn man ein Ampere durch die Wicklung schickt, ist:

$$\Phi_{s,x} = s_{n,x} l_x \lambda_x.$$

Im ganzen haben wir $2pq$ Spulenseiten pro Phase mit je s_n Drähten pro Nut.

Daher werden die Streuinduktionskoeffizienten

$$S_{s1} = \Sigma(s_{n,x} \Phi_{s,x}) 10^{-8} = 2pq_1 s_{n1}^2 10^{-8} \Sigma(l_{1,x} \lambda_{1,x}) \text{ Henry} \quad (64)$$

$$S_{s2} = \Sigma(s_{n,x} \Phi_{s,x}) 10^{-8} = 2pq_2 s_{n2}^2 10^{-8} \Sigma(l_{2,x} \lambda_{2,x}) \text{ Henry}, \quad (65)$$

wobei die Summen über eine halbe Spulenlänge zu rechnen sind.

Wir berechnen nun die Summen $\Sigma(\lambda_x l_x)$.

Liegen die Drähte in Nuten, was jetzt allgemein der Fall ist, so unterscheiden wir:

1. Den Kraftfluß, der jede einzelne Nut für sich zum Teil umschlingt, indem er sie durchsetzt. Die Leitfähigkeit dieses Flusses bezeichnen wir mit λ_n .
2. Den Kraftfluß, der von einem Zahnkopf zu einem anderen durch die Luft und das gegenüberliegende Eisen verläuft und eine Nut oder mehrere Nuten umschlingt. Die Leitfähigkeit dieses Flusses bezeichnen wir mit λ_k .
3. Den Kraftfluß, der um die Stirnverbindungen (Spulenköpfe) verläuft und dessen Leitfähigkeit mit λ_s bezeichnet werde.

Die Leitfähigkeit des Nutenraumes wird (s. Bd. IV, S. 44)

$$\lambda_n = 1,25 \left(\frac{r}{3r_3} + \frac{r_5}{r_3} + \frac{2r_6}{r_1 + r_3} + \frac{r_4}{r_1} \right) \quad . \quad (66)$$

mit den in Fig. 39 eingetragenen Bezeichnungen.

Ist die Nutenform oval, wie in Fig. 39, so kann man sie durch die punktiert eingezeichnete Nutenform ersetzen und die obige Formel benutzen.

Für eine runde Nut (Fig. 40) wird

$$\lambda_n = 1,25 \left(0,623 + \frac{r_4}{r_1} \right) \quad . \quad (67)$$

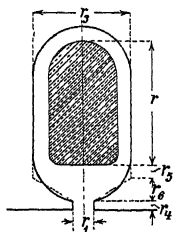


Fig. 39.

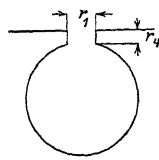


Fig. 40.

Der Streufluß über die Zahnköpfe ändert sich mit der gegenseitigen Lage der Stator- und Rotorzähne und mit einer Periodenzahl, die der Teilung der gegenüberliegenden Zähne ent-

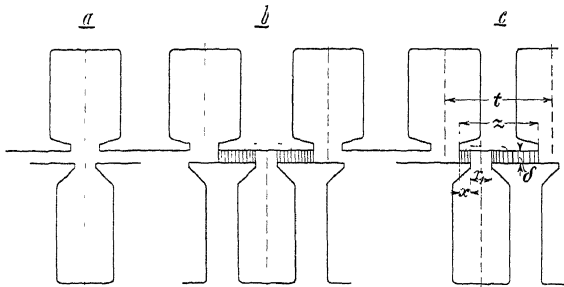


Fig. 41.

spricht. In der Stellung Fig. 41a ist $\lambda_k = 0$, und in Fig. 41b ist λ_k für die untere Nut ein Maximum. Hier ist die untere Nut gegen die vorhergehende Stellung um eine halbe Teilung der oberen Zähne verschoben. In einer beliebigen Lage, Fig. 41c, erhalten wir für die untere Nut die Leitfähigkeit pro Zentimeter

$$\lambda_{kx} = \frac{0,4\pi}{\frac{\delta}{x} + \frac{\delta}{z - r_1 - x}}.$$

Als Mittelwert erhalten wir

$$\lambda_k = \frac{2}{t} \int_{x=0}^{x=\frac{z-r_1}{2}} \frac{0,4\pi dx}{\frac{\delta}{x} + \frac{\delta}{z - r_1 - x}} = 0,4\pi \frac{(z - r_1)^2}{6\delta t}$$

oder, da angenähert $(z - r_1) \cong t$ ist,

$$\lambda_k = 1,25 \frac{(z - r_1)}{6\delta} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (68)$$

Dadurch, daß wir $z - r_1 = t$ setzen, erhalten wir eine etwas zu große Leitfähigkeit λ_k . Diesen Fehler gleichen wir zum Teil dadurch aus, daß wir den Kraftfluß, der sich zwischen zwei Zähnen direkt durch den Luftspalt δ schließt, ohne in den gegenüberliegenden Zahnkopf einzutreten, vernachlässigen.

Die Formel (68) gibt nur dann richtige Werte, wenn die Breite z des gegenüberliegenden Zahnkopfes kleiner oder gleich der Teilung der betrachteten Nut ist, für die λ_k berechnet wird. Ist z größer, so ist in Gl. 68 an Stelle von z nur die Teilung einzusetzen, weil das Streufeld einer Nut sich nur auf eine Nutenteilung erstreckt.

Die Leitfähigkeit für den Streukraftfluß eines Spulenkopfes λ_s kann man annähernd berechnen, wenn man sich die Stirnverbindungen einer Spule zu einer in Luft liegenden Spule zusammengeschoben denkt und für die so erhaltene rechteckige Spule die Selbstinduktion berechnet. Man findet dann

$$\lambda_s = 0,46 q_s \log_{10} \frac{1,5 l_s}{U_s} \quad . \quad . \quad . \quad (69)$$

Die vor l_s stehende Zahl ergibt sich rechnermäßig zu 2 wegen der gegenseitigen Nähe der primären und sekundären Spulenköpfe wird jedoch λ_s etwas verkleinert, und deshalb ist diese Zahl gleich 1,5 gesetzt worden.

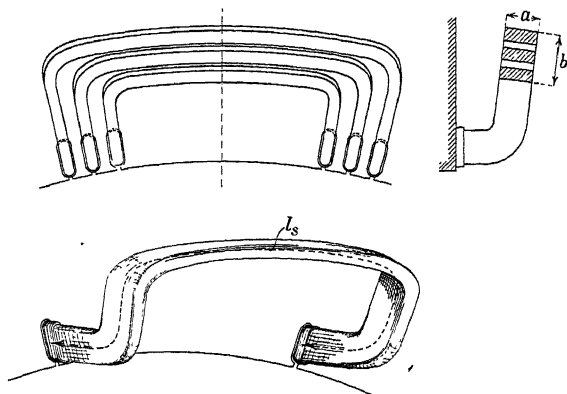


Fig. 42.

Es bezeichnet, wie Fig. 42 darstellt, q_s die Zahl der zu einem Spulenkopf zusammengefaßten Spulenseiten von q Nuten einer Phase der Wicklung, l_s die mittlere Länge eines Spulenkopfes und

$$U_s = 2(a + b)$$

seinen Umfang, wobei die Isolation und der Luftraum zwischen den Drähten mitgerechnet wird.

Bei einer Wellenwicklung kann man dieselbe Formel anwenden, denn die Stirnverbindungen sind in diesem Falle nur im Raume gegeneinander verschoben, was nicht viel ausmacht, da jede Stirnverbindung so gut wie nur auf sich selbst induzierend wirkt.

Es wird nun

$$\Sigma(l_x \lambda_x) = l_i \lambda_n + l_i \lambda_k + l_s \lambda_s = l_i \left(\lambda_n + \lambda_k + \frac{l_s}{l_i} \lambda_s \right) \quad . \quad (70)$$

und wir erhalten für die Reaktanz der Statorwicklung

$$x_{s1} = 2\pi c S_{s1} = 4\pi c s_{n1}^2 p q_1 \Sigma(l_{1x} \lambda_{1x}) 10^{-8} \text{ Ohm}$$

$$\text{oder } x_{s1} = \frac{4\pi c w_1^2 l_i}{p q_1 10^8} \left\{ 1,25 \left(\frac{r_s}{3 r_{3,s}} + \frac{r_{3,s}}{r_{3,s}} + \frac{2 r_{6,s}}{r_{1,s} + r_{3,s}} + \frac{r_{4,s}}{r_{1,s}} \right) + \frac{z_{1s} - r_{1s}}{6 \delta} \right\} + 0,46 q_{s,s} \frac{l_{s,s}}{l_i} \log_{10} \frac{1,5 l_{s,s}}{U_{s,s}} \quad (71)$$

und für die Rotorwicklung:

$$x_{s2} = 2\pi c S_{s2} = 4\pi c s_{n2}^2 p q_2 \Sigma(l_{2x} \lambda_{2x}) 10^{-8} \text{ Ohm}$$

$$\text{oder } x_{s2} = \frac{4\pi c w_2^2 l_i}{p q_2 10^8} \left\{ 1,25 \left(\frac{r_r}{3 r_{3,r}} + \frac{r_{3,r}}{r_{3,r}} + \frac{2 r_{6,r}}{r_{1,r} + r_{3,r}} + \frac{r_{4,r}}{r_{1,r}} \right) + \frac{z_{1s} - r_{1r}}{6 \delta} \right\} + 0,46 q_{s,r} \frac{l_{s,r}}{l_i} \log_{10} \frac{1,5 l_{s,r}}{U_{s,r}} \quad (72)$$

Die Reaktanz x_{s2} der Rotorwicklung, auf eine Phase der Statorwicklung reduziert, ist

$$x'_{s2} = x_{s2} \frac{m_1 w_1^2 f_1^2}{m_2 w_2^2 f_2^2} \quad (73)$$

Bisher haben wir angenommen, daß in jeder Nut nur die Spulenseite einer Phase angebracht sei. Sind die Phasen überlappt, was z. B. bei den Dreiphasenwicklungen der Fall ist, bei denen eine Phase $\frac{2}{3}$ der Polteilung bedeckt, so sind die Ausdrücke für die Reaktanzen dieser Wicklung mit $\frac{3}{4}$ [oder allgemein mit $\frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi}{m} \right)$] zu multiplizieren. Der gegenseitige Einfluß der Phasen aufeinander macht sich bei gewöhnlichen Phasenwicklungen in der Reaktauß fast gar nicht bemerkbar.

Wir sehen vorläufig von den Oberfeldern ab und setzen daher zunächst für x_{s1} und x_{s2} abgekürzt x_1 und x_2 , was der Fall sein würde, wenn $x_{o1} = x_{o2} = 0$ wäre (siehe hierüber Kap. X).

9. Die Widerstände einer Phase der Stator- und Rotorwicklung: r_1 und r_2 .

Bezeichnet l_a die halbe Länge einer Windung in Zentimetern, q_a den Querschnitt in Quadratmillimetern, so ergibt sich der Gleichstromwiderstand einer Phase bei der Temperatur T_a der Wicklung¹⁾

$$r_g = 2 w l_a \frac{[1 + 0,004(T_a - 18)]}{5700 q_a} \quad (74)$$

Durch Wirbelströme und ungleiche Verteilung des Stromes über den Querschnitt werden die Verluste größer als dem Gleichstromwiderstand entspricht. Dies berücksichtigt man, indem man den effektiven Widerstand der Wicklung

¹⁾ Die Leitfähigkeit des Kupfers bei 18° C ist gleich 57 gesetzt.

$$r = 1,10 \text{ bis } 1,5 r_g \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (75)$$

setzt. Für Leiter von kleinem und rundem oder annähernd rechteckigem Querschnitt ist $r = 1,1 \text{ bis } 1,2 r_g$.

Setzt man die der Stator- und Rotorwicklung entsprechenden Abmessungen in diese Formeln ein, so findet man r_1 und r_2 .

Die Länge l_a einer halben Windung wird am besten der Zeichnung entnommen. Angenähert ist in Zentimetern

$$l_a = l_1 + 1,4\tau + 5 \text{ bis } 10 \text{ cm} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (76)$$

10. Reaktanz und Widerstand einer Käfigwicklung.

Eine Käfigwicklung ist eine Mehrphasenwicklung, und zwar ist die Phasenzahl gleich der Stabzahl pro Polpaar (d. h. pro Wellenlänge des Feldes). Ist N_2 die gesamte Stabzahl, so ist

$$m_2 = \frac{N_2}{p},$$

und der Phasenwinkel in elektrischen Graden ist

$$\alpha = \frac{2\pi}{m_2} = \frac{2\pi p}{N_2}.$$

Bei einer mehrpoligen Maschine sind p solcher Mehrphasensysteme parallel geschaltet. Jede Phase hat eine halbe Windung, und der Wicklungsfaktor ist gleich 1.

Wir betrachten zunächst ein zweipoliges Schema und bezeichnen mit r_s den Widerstand, mit α_s die Reaktanz eines Stabes bzw. einer halben Windung. Den Widerstand und die Reaktanz beider Kurzschlußringe denken wir uns in einen Ring verlegt, indem wir die Länge des anderen Ringes zu Null machen. Wir erhalten dann das in Fig. 43 dargestellte Mehrphasensystem mit radialen Stäben und einem äußeren Kurzschlußring. Durch diese Annahme sind die Widerstände und die Reaktanzen aller Stromzweige unverändert geblieben.

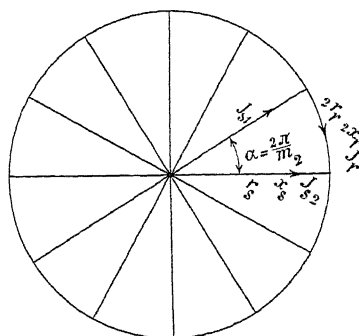


Fig. 43.

Das so erhaltene Sternsystem kann jetzt gewissermaßen als Generator aufgefaßt werden, denn in den sterngeschalteten Stäben werden Ströme induziert, und der Kurzschlußring bildet den Belastungskreis. Jedes Segment des Belastungsringes soll den Wider-

stand $2r_r$ und die Reaktanz $2x_r$ haben. Ferner sei E_s die in einem Stab induzierte EMK, z_s die Impedanz und J_s die Stromstärke eines Stabes.

Betrachten wir zwei benachbarte Stäbe des reduzierten Schemas mit dem zwischenliegenden Stück des Kurzschlußringes, dessen Stromstärke J_r sei, so lautet für diesen geschlossenen Stromkreis das zweite Kirchhoffsche Gesetz in symbolischer Schreibweise:

$$\mathfrak{E}_{s1} - \mathfrak{E}_{s2} = \mathfrak{Z}_s(\mathfrak{J}_{s1} - \mathfrak{J}_{s2}) + 2\mathfrak{Z}_r\mathfrak{J}_r \quad . \quad . \quad . \quad (77)$$

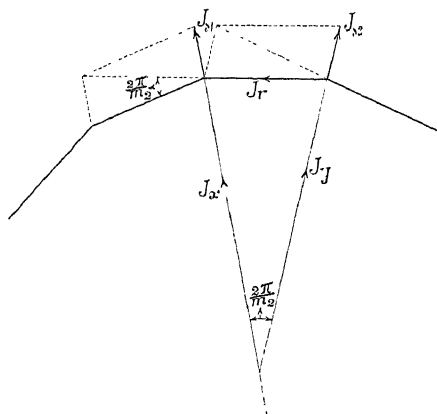


Fig. 44

Wie Fig. 44 zeigt, sind J_{s1} und J_{s2} die Resultanten von zwei Phasenströmen J_r . Aus der Figur folgt, daß der Größe nach

$$J_{s1} = J_{s2} = 2J_r \sin \frac{\pi}{m_2} \text{ ist.}$$

Ferner sehen wir, daß der Vektor \mathfrak{J}_r gleich

$$\mathfrak{J}_r = \mathfrak{J}_x - \mathfrak{J}_y$$

und daß der Größe nach

$$J_x = J_y = \frac{J_r}{2 \sin \frac{\pi}{m_2}} = \frac{J_{s1}}{\left(2 \sin \frac{\pi}{m_2}\right)^2} = \frac{J_{s2}}{\left(2 \sin \frac{\pi}{m_2}\right)^2} \text{ ist.}$$

Da die Vektoren \mathfrak{J}_x und \mathfrak{J}_y dieselbe Phase haben wie \mathfrak{J}_{s1} bzw. \mathfrak{J}_{s2} , so können wir schreiben

$$\mathfrak{J}_r = \mathfrak{J}_x - \mathfrak{J}_y = \frac{\mathfrak{J}_{s1} - \mathfrak{J}_{s2}}{\left(2 \sin \frac{\pi}{m_2}\right)^2}.$$

Aus Gl. 77 folgt nun

$$\mathfrak{E}_{s1} - \mathfrak{E}_{s2} = (\mathfrak{J}_{s1} - \mathfrak{J}_{s2}) \left[\mathfrak{Z}_s + \frac{2\mathfrak{Z}_r}{\left(2 \sin \frac{\pi}{m_2}\right)^2} \right]$$

oder durch Zerlegung dieser Gleichung in zwei äquivalente¹⁾

$$\mathfrak{E}_{s1} = \mathfrak{J}_{s1} \left[\mathfrak{Z}_s + \frac{2\mathfrak{Z}_r}{\left(2 \sin \frac{\pi}{m_2}\right)^2} \right] \quad . \quad . \quad . \quad (78)$$

¹⁾ Siehe O. S. Bragstad, Mehrphasige Asynchronmotoren (Sammlung elektrotechn. Vorträge). 1902.

d. h. die Kurzschlußringe wirken gerade so, als ob die Impedanz eines jeden Stabes um den Betrag

$$\frac{2Z_r}{\left(2 \sin \frac{\pi}{m_2}\right)^2}$$

vergrößert wäre. Hierbei ist Z_r die Impedanz eines zwischen zwei benachbarten Stäben liegenden Ringstückes.

Für einen in einem zweipoligen Stator sich drehenden Käfiganker wird also

$$x_2 = x_s + \frac{2x_r}{\left(2 \sin \frac{\pi}{m_2}\right)^2}$$

und

$$r_2 = r_s + \frac{2r_r}{\left(2 \sin \frac{\pi}{m_2}\right)^2}.$$

Legen wir den Käfiganker in einen Stator mit $2p$ Polen, so sind p radiale Stäbe und p Ringsegmente parallel geschaltet, und es wird somit allgemein für Käfiganker

$$x_2 = \frac{1}{p} \left[x_s + \frac{2x_r}{\left(2 \sin \frac{\pi}{m_2}\right)^2} \right] \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (79)$$

$$r_2 = \frac{1}{p} \left[r_s + \frac{2r_r}{\left(2 \sin \frac{\pi}{m_2}\right)^2} \right] \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (80)$$

Bei der Reduktion auf die Statorwindungszahl ist $w_2 = \frac{1}{2}$, $f_2 = 1$,

$m_2 = \frac{N_2}{p}$ zu setzen, und wir erhalten

$$x_2' = x_2 \frac{m_1 (w_1 f_1)^2}{m_2 w_2^2} = \frac{4m_1 (w_1 f_1)^2}{N_2} p x_2 \quad . \quad . \quad (81)$$

$$r_2' = r_2 \frac{m_1 (w_1 f_1)^2}{m_2 w_2^2} = \frac{4m_1 (w_1 f_1)^2}{N_2} p r_2 \quad . \quad . \quad . \quad (82)$$

Hierin ist

$$p x_2 = \pi c \Sigma (l_x \lambda_x) 10^{-8} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (83)$$

$$\Sigma (l_x \lambda_x) = l_i \left[\lambda_n + \lambda_k + \frac{l_s}{l_i} \frac{2\lambda_s}{\left(2 \sin \frac{\pi p}{N_2}\right)^2} \right],$$

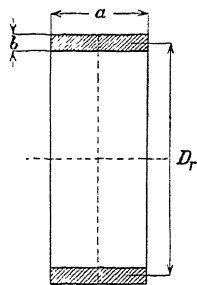


Fig. 45.

wobei

$$l_s = \frac{\pi D_r}{N_2}$$

(s. Fig. 45) und

$$\lambda_s = 0,46 \log_{10} \frac{1,5\pi D_r}{2(a+b)}$$

nach Gl. 69 zu setzen ist.

Daher ist

$$\Sigma l_x \lambda_x = l_i \left[\lambda_n + \lambda_k + \frac{0,72 D_r}{l_i N_2 \left(\sin \frac{\pi p}{N_2} \right)^2} \log_{10} \frac{2,4 D_r}{a+b} \right], \quad (84)$$

Setzen wir diesen Wert in Gl. 83 ein, so finden wir $p x_2$ und alsdann aus Gl. 81 den gesuchten Wert x_2' .

Viertes Kapitel.

Analytische Theorie.

11. Das Spannungsdiagramm. — 12. Die Hauptgleichungen. — 13. Stromstarke und EMK. — 14. Drehmoment und Leistung. — 15. Phasenverschiebung und Wirkungsgrad.

11. Das Spannungsdiagramm.

Um das allgemeine Verhalten eines asynchronen Motors analytisch zu untersuchen, gehen wir von dem Spannungsdiagramm aus. Wie wir gesehen haben, läßt sich der mehrphasige Asynchronmotor vollständig wie ein Transformator behandeln. Wir erhalten für beide denselben Ersatzstromkreis. Das Spannungsdiagramm des Asynchronmotors stimmt deswegen auch vollständig mit dem des Transformators überein. Wir tragen in Fig. 46 den Vektor des Hauptkraftflusses Φ in der negativen Richtung der Abszissenachse und die von ihm induzierten EMKe $-E_1$ und $-E_2' = \overline{OG}$ der Stator- und Rotorwicklung in der negativen Richtung der Ordinatenachse auf. Zur Erzeugung des Hauptkraftflusses ist der wattlose Magnetisierungsstrom $J_{a, w} = \overline{OA_1}$ erforderlich, der in Phase mit dem Kraftflusse Φ ist. Die Wattkomponente des Magnetisierungsstromes $E_1 g_a = \overline{A_1 A}$ trägt man in der Richtung der Ordinatenachse auf. Der Kraftfluß Φ eilt somit dem Magnetisierungsstrom J_a um den magnetischen

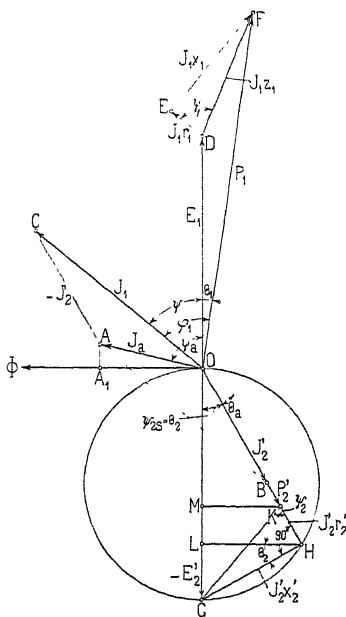


Fig. 46.

Verzögerungswinkel $\left(\frac{\pi}{2} - \psi_a\right)$ nach. In der Rotorwicklung wird eine EMK $E_{s_2} = s E_2$ oder, auf den Statorstromkreis reduziert, die EMK $E'_{s_2} = s E'_2 = \overline{OL}$ induziert. Sie erzeugt in der Rotorwicklung einen Strom

$$J_2' = \frac{s E_2'}{\sqrt{r_2'^2 + (s x_2')^2}} = \frac{E_2'}{\sqrt{\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2 + x_2'^2}} \quad \dots \quad (85)$$

Da die beiden Spannungskomponenten

$$J_2' \frac{r_2'}{s} \quad \text{und} \quad J_2' x_2'$$

aufeinander senkrecht stehen, so beschreibt man über $E_2' = \overline{OG}$ als Durchmesser einen Kreis und zieht einen Strahl \overline{OH} unter dem Winkel $\psi_{2s} = \arctg \frac{x_2'}{\left(\frac{r_2'}{s}\right)}$ zur Ordinatenachse. Es ist dann $J_2' \frac{r_2'}{s} = \overline{OH}$ und

$J_2' x_2' = \overline{GH}$. Der sekundäre Strom $J_2' = \overline{OB}$ ist somit in Phase mit dem Vektor \overline{OH} und proportional dem Vektor \overline{GH} , weil die Reaktanz x_2' unabhängig von der Belastung ist.

Dem Stator müssen wir einen so großen Strom J_1 zuführen, daß die MMK des Rotors, die proportional $J_2' w_1$ ist, überwunden wird. Es muß somit der Magnetisierungsstrom J_a die Resultante der beiden Ströme J_1 und J_2' sein. In dieser Weise ergibt sich der Statorstrom zu $J_1 = \overline{OC}$, und er bildet den Winkel Θ_a mit dem Rotorstrom J_2' . Die Komponente der Klemmenspannung $+E_1$, die zur Überwindung der in der Statorwicklung induzierten EMK nötig ist, tragen wir in Richtung der positiven Ordinatenachse gleich \overline{OD} auf. Mit dieser EMK setzen wir noch die Widerstandsspannung $J_1 r_1 = \overline{DE}$ in Richtung von J_1 und die Reaktanzspannung $J_1 x_1 = \overline{EF}$ senkrecht zu J_1 zusammen, um die erforderliche Spannung $P_1 = \overline{OF}$ an den Statorklemmen zu erhalten. Da der Rotorstrom der EMK E_2' um den Winkel $\psi_{2s} = \Theta_2$ und der Statorstrom J_1 dem Rotorstrom $-J_2'$ um den Winkel Θ_a nacheilt, so eilt der Statorstrom J_1 der EMK E_1 um den Winkel $\psi = \Theta_2 + \Theta_a$ nach. Durch die primäre Impedanzspannung $J_1 z_1$ wird die EMK E_1 um den Winkel Θ_1 gegen die Statorspannung P_1 verspätet. Es wird somit der Phasenverschiebungswinkel an den Statorklemmen

$$\varphi_1 = \Theta_1 + \Theta_2 + \Theta_a.$$

Θ_1 und Θ_2 werden von den Impedanzspannungen $J_1 z_1$ und $J_2' z_2'$ bedingt, während Θ_a von dem Magnetisierungsstrom J_a herrührt.

Die gesamte auf den Rotor übertragene Leistung ist gleich

$$W_a = m_1 E_2' J_2' \cos \psi_{2s},$$

also proportional $\overline{OG} \times \overline{OB} \cos \psi_{2s}$, und da die Reaktanzspannung \overline{GH} proportional dem Strom \overline{OB} ist, wird die dem Rotor zugeführte Leistung proportional $\overline{OG} \times \overline{HL}$, d. h. proportional der Höhe \overline{HL} , weil die EMK $E_2' = \overline{OG}$ konstant ist. Das Drehmoment W_a des Rotors in synchronen Watt ist somit unter Annahme eines konstanten Hauptkraftflusses Φ proportional dem Abstände des Kreispunktes H von der Ordinatenachse. Subtrahieren wir von dem Vektor \overline{OH} die Widerstandsspannung $J_2' r_2' = \overline{HK}$ der Rotorwicklung, so erhalten wir die Spannung

$$P_2' = \overline{OK} = \overline{OH} - \overline{HK} = J_2' \left(\frac{r_2'}{s} - r_2' \right) = J_2' r_2' \left(\frac{1-s}{s} \right).$$

Der Stromwärmeverlust der Rotorwicklung ist gleich

$$V_2 = m_1 s E_2' J_2' \cos \psi_{2s} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (86)$$

und die in mechanische Leistung umgesetzte elektrische Leistung daher

$$W_2' = W_a - V_2 = (1-s) W_a \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (87)$$

Es verhalten sich nun die Leistungen

$$W_a : W_2' : V_2 = \overline{OH} : \overline{OK} : \overline{KH},$$

und da¹⁾

$$W_a = \overline{HL} \text{ ist,}$$

so ist

$$\begin{aligned} W_2' &= \overline{KM} \\ V_2 &= \overline{LH} - \overline{KM}. \end{aligned}$$

Wir haben also in \overline{KM} ein Maß für die an der Rotorwelle abgegebene Leistung.

Belasten wir von Leerlauf ausgehend den Motor, so wächst der Winkel ψ_{2s} bzw. die Schlüpfung s , also wächst auch die Höhe \overline{HL} , und der Rotorstrom J_2' nimmt proportional \overline{GH} zu. Natürlich wächst dann auch der Statorstrom J_1 , während die Tourenzahl sinkt, denn es ist $\text{tg } \psi_{2s} = \frac{x_2'}{r_2'} = \frac{s x_2'}{r_2'}$, also ist die Schlüpfung

$$s = \frac{\text{tg } \psi_{2s}}{\frac{x_2'}{r_2'}} = \frac{\text{tg } \Theta_2}{\text{tg } \psi_2},$$

¹⁾ \equiv bedeutet proportional.

sonit, da ψ_2 ein konstanter Winkel ist, proportional der Tangente des Winkels $\Theta_2 = \psi_{2s}$.

Wie aus der Fig. 46 ersichtlich ist, wird \overline{HL} oder das Drehmoment ein Maximum für $\Theta_2 = 45^\circ$. In diesem Falle wird die Schlüpfung

$$s = \frac{1}{\operatorname{tg} \psi_2} = \frac{x_2'}{r_2'}$$

und der Strom

$$J_2' = \frac{J_2' x_2'}{x_2'} = \frac{E_2'}{\sqrt{2} x_2'}$$

und das maximale Drehmoment

$$W_{a \max} = m_1 E_2' J_2' \cos \Theta_2 = m_1 E_2' \frac{E_2'}{\sqrt{2} x_2'} \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{m_1 E_2'^2}{2 x_2'}. \quad (88)$$

Unter Annahme eines konstanten Hauptkraftflusses ist somit das maximale Drehmoment umgekehrt proportional der Rotorreaktanz.

Ändert man die Belastung, so bewegt sich der Punkt H auf dem Kreise, und da $\overline{GH} = J_2' x_2'$ dem Rotorstrom proportional ist, muß auch der Punkt C sich auf einem Kreise durch den Punkt A bewegen, denn \overline{AC} ist der Rotorstrom. Da \overline{AC} parallel \overline{OH} und senkrecht auf \overline{GH} steht, so muß der Durchmesser des Kreises senkrecht auf \overline{OG} stehen, d. h. parallel der Abszissenachse verlaufen. Da ferner $\overline{AC} = J_2' = \frac{J_2' x_2'}{x_2'} = \frac{\overline{GH}}{x_2'}$ ist, wird

der Durchmesser des gesuchten Kreises gleich $\frac{\overline{OG}}{x_2'}$.

In Fig. 47 ist nun dieser Kreis über $\overline{AO'}$ als Durchmesser eingezeichnet. Er ist der geometrische Ort für den Endpunkt des Vektors J_1 . Es ist nun

$$\overline{CL'} = \frac{\overline{HL}}{x_2'}.$$

Da ferner x_2' konstant und $\overline{HL} = W_a$ ist, ist das Drehmoment des Rotors in synchronen Watt auch gleich

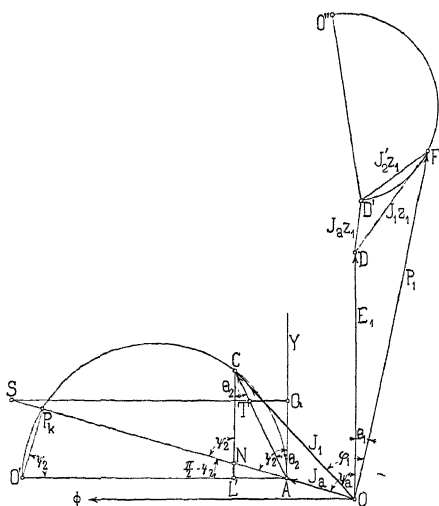


Fig. 47.

$$W_a = \text{Konst.} \times \overline{CL}'.$$

\overline{CL}' ist die Wattkomponente des Rotorstromes.

Bei Stillstand ist $s = 1$ und $\text{tg } \Theta_2 = \frac{x_2'}{r_2} = \text{tg } \psi_2$. Tragen wir deswegen den Winkel $\psi_2 = \angle O' P_k$ ab, so entspricht der Punkt P_k dem Stillstand des Motors.

Die mechanische Leistung W_2' haben wir in Fig. 46 durch die Strecke \overline{KM} dargestellt. Sie läßt sich aber auch in einer anderen einfachen Weise wie folgt ermitteln. Man zieht in Fig. 47 die Linie $\overline{AP_k}$; sie schneidet die Linie \overline{CL}' im Punkte N , und es ist

$$\frac{\overline{L'N}}{\overline{CL}'} = \frac{\cotg \psi_2}{\cotg \Theta_2} = \frac{\text{tg } \Theta_2}{\text{tg } \psi_2}.$$

Es verhält sich somit

$$\frac{\overline{CN}}{\overline{CL}'} = \frac{\overline{CL}' - \overline{L'N}}{\overline{CL}'} = 1 - \frac{\overline{L'N}}{\overline{CL}'} = 1 - \frac{\text{tg } \Theta_2}{\text{tg } \psi_2} = 1 - s.$$

Da \overline{CL}' proportional W_a und $W_2' = (1 - s)W_a$ ist, wird

$$\overline{CN} = (1 - s)\overline{CL}'$$

proportional der mechanischen Leistung W_2' .

Wir können nun auch die Schlüpfung s darstellen, denn sie ist gleich

$$s = \frac{\text{tg } \Theta_2}{\text{tg } \psi_2}.$$

Wir brauchen nur eine horizontale Linie \overline{QS} zu ziehen und den Abschnitt zwischen den Strahlen \overline{AY} und $\overline{AP_k}$ in 100 gleiche Teile zu teilen; es ist dann

$$s = \frac{\text{tg } \Theta_2}{\text{tg } \psi_2} = \frac{\overline{QT}}{\overline{QS}}$$

oder

$$s^0/0 = \overline{QT},$$

wenn

$$\overline{QS} = 100^0/0 \text{ gesetzt wird.}$$

Damit bei Änderung der Belastung der Hauptkraftfluß konstant bleibt, muß die Primärspannung geändert werden. Der Primärstrom setzt sich aus dem konstanten Magnetisierungsstrom J_a und dem variablen Rotorstrom J_2' zusammen. Der Magnetisierungsstrom bedingt die konstante Impedanzspannung $J_a z_1 = \overline{DD'}$, während die Impedanzspannung $J_2' z_1$ sich mit der Belastung ändert. Es läßt sich $J_2' z_1$ analog wie J_2' durch die Sehne $\overline{D'F}$ in einem Kreise dar-

stellen, dessen Durchmesser $\overline{D'O''}$ einen Winkel $\psi_1 = \arctg \frac{x_1}{r_1}$ mit der Linie $\overline{AO'}$ einschließt; außerdem ist $\overline{D'O''} = \overline{AO'} z_1$. Der Endpunkt F des Spannungsvektors P_1 bewegt sich somit auf dem Kreise über $\overline{D'O''}$ als Durchmesser.

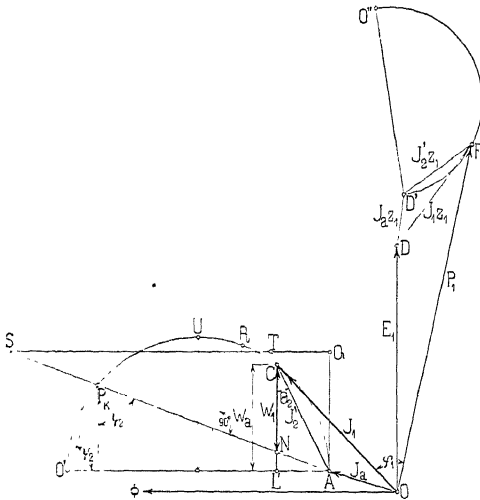


Fig. 48.

In Fig. 48 ist daselbe Diagramm nochmals aufgezeichnet und, wie daraus ersichtlich ist, lassen sich für jede Belastung $W_2' = m_1 E_2' \overline{CN}$ alle elektrischen Größen J_2' , P_1 , J_1 und φ_1 , das Drehmoment $W_a = m_1 E_2' \overline{CL}$ und die Schlüpfung $s^0/0 = \overline{QT}$ ermitteln. Die mechanische Leistung W_2' nimmt von dem Leerlaufpunkte A bis zum Punkte R zu und nimmt dann bis zum Stillstandpunkte P_k ab, wo sie wieder gleich Null ist. Die Leistung W_2' wird um

so kleiner, je kleiner der Durchmesser $\overline{AO'} = \frac{E_2'}{x_2}$, und je kleiner der Winkel ψ_2 , d. h. je größer der Widerstand r_2' ist. Das Drehmoment W_a nimmt vom Leerlaufpunkte A bis zum Punkte U zu und nimmt wieder bis zum Stillstandpunkte P_k ab. Im Punkte P_k ist das Drehmoment nicht Null, sondern um so größer, je näher der Punkt P_k an dem Scheitel U des Kreises liegt. Soll ein Motor bei Stillstand seine maximale Anzugskraft haben, so muß man in jede Phase der Rotorwicklung einen so großen Anlaßwiderstand r_v einschalten, daß P_k mit U zusammenfällt, d. h. daß $r_v' + r_2' = x_2'$ oder $r_v + r_2 = x_2$ wird.

Wie gesagt sind diese Diagramme nur für den Fall abgeleitet, daß der Hauptkraftfluß Φ konstant gehalten wird, was nur möglich ist, wenn man die Statorspannung mit der Belastung ändert.

Da den Motoren eine konstante Spannung zugeführt wird, nimmt aber der Hauptkraftfluß Φ wegen der Impedanzspannung $J_1 z_1$ mit der Belastung ab, und da der Spannungsabfall in der Statorwicklung $J_1 z_1$ groß ist, geben die obigen Diagramme kein genaues Bild von der Arbeitsweise eines Motors. Sie können jedoch ihrer Einfach-

heit halber zur Erklärung des allgemeinen Verhaltens eines asynchronen Motors dienen.

A. Heyland hat (ETZ 1895) zuerst gezeigt, daß der geometrische Ort des Stromvektors bei konstantem Hauptkraftfluß ein Kreis ist, und hat in der ETZ 1896 eine Ableitung hierfür gegeben. Auch Behrend hat diese Beziehung (ETZ 1896) aus dem Transformator- und Diagramm abgeleitet, und Blondel hat auf einige Beziehungen in diesem Diagramm hingewiesen.

Man nennt dieses Diagramm auch das Heylandsche Diagramm.

12. Die Hauptgleichungen.

Es bezeichnet im folgenden:

P_1 die Klemmenspannung pro Phase des Stators,

J_1 den Strom pro Phase im Stator,

$\varphi_1 = \angle(P_1 J_1)$ den Winkel der Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung des Stators,

$W_1 = m_1 P_1 J_1 \cos \varphi_1$ die dem Motor an den Statorklemmen zugeführte Leistung

$z_1 = r_1 + jx_1$ die Impedanz des Stators pro Phase,

E_1 die in der Statorwicklung pro Phase induzierte EMK,

$y_a = (g_a + jb_a)$ die Erregeradmittanz des Stators pro Phase,

E_2' die auf primär und auf Stillstand reduzierte EMK des Rotors pro Phase,

$z_{2s}' = \frac{r_2'}{s} + jx_2'$ die auf primär reduzierte Impedanz des Rotors pro Phase bei der Schlüpfung s ,

J_2' den auf primär reduzierten Rotorstrom pro Phase,

W_a die auf den Rotor übertragene Leistung bzw. das Drehmoment in synchronen Watt,

W_2' die Leistung des Rotors,

$V_1 = m_1 J_1^2 r_1$ die Stromwärme der Statorwicklung,

$V_2 = m_1 J_2'^2 r_2' = m_2 J_2^2 r_2$ die Stromwärme der Rotorwicklung,

$V_a = m_1 E_1^2 g_a$ die Eisenverluste,

ψ den Winkel der Phasenverschiebung zwischen J_1 und E_1

ψ_{2s} " " " " " " J_2 " E_2

ψ_a " " " " " " g_a " y_a

Θ_1 " " " " " " E_1 " P_1

Θ_2 " " " " " " E_1 " J_2'

Θ_a " " " " " " oder E_1 " P_2'

" " " " " " zwischen J_1 " J_2'

ψ_1 " " " " " " r_1 " z_1

ψ_2 " " " " " " r_2 " z_2

Der Vektor des Rotorstromes ergibt sich aus der Beziehung

$$\mathfrak{I}_2' = \frac{\mathfrak{E}_2'}{\mathfrak{Z}_{2s}'}$$

Da

$$\mathfrak{E}_2' = \mathfrak{E}_1 \text{ ist,}$$

ist auch

$$\mathfrak{I}_2' = \frac{\mathfrak{E}_1}{\mathfrak{Z}_{2s}'}$$

Ferner ist in dem Spannungsdiagramm (Fig. 46) gezeigt, daß der Statorstrom sich aus zwei Komponenten zusammensetzt; die eine ist der Magnetisierungsstrom

$$\mathfrak{I}_a = \mathfrak{E}_1 \mathfrak{Y}_a,$$

die zweite ist gleich dem Rotorstrom \mathfrak{I}_2' . Daher ist der ganze Statorstrom

$$\mathfrak{I}_1 = \mathfrak{I}_2' + \mathfrak{I}_a$$

oder durch Einsetzen der Werte

$$\mathfrak{I}_1 = \mathfrak{E}_1 \left(\frac{1}{\mathfrak{Z}_{2s}'} + \mathfrak{Y}_a \right) \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (89)$$

Endlich haben wir in dem Spannungsdiagramm gesehen, daß die Klemmenspannung P_1 des Stators sich als geometrische Summe der induzierten EMK \mathfrak{E}_1 und der Impedanzspannung $\mathfrak{I}_1 z_1$ des Statorstromes ergibt

$$\mathfrak{P}_1 = \mathfrak{E}_1 + \mathfrak{I}_1 \mathfrak{Z}_1 \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (90)$$

Die Gl. 89 und 90 stellen den Zusammenhang zwischen den veränderlichen Größen, Strom und Spannung einerseits und der Klemmenspannung und den Konstanten des Motors andererseits dar, von denen nur die Rotorimpedanz z_{2s} mit der Tourenzahl veränderlich ist.

Wir bezeichnen diese Gleichungen als die Hauptgleichungen des Asynchronmotors und benutzen sie, um die charakteristischen Größen zu berechnen.

13. Stromstärke und EMK.

Durch Elimination des Stromes \mathfrak{I}_1 erhalten wir aus den Gl. 89 und 90:

$$\mathfrak{P}_1 = \mathfrak{E}_1 \left(1 + \frac{\mathfrak{Z}_1}{\mathfrak{Z}_{2s}'} + \mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Y}_a \right).$$

Setzen wir

$$1 + \mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Y}_a = \mathfrak{C}_1 = C_1 e^{j\gamma_1},$$

so bezeichnet \mathfrak{C}_1 eine komplexe Zahl, deren absoluter Betrag C_1 etwas größer als 1 ist. Der Winkel γ_1 ist stets klein, meist kleiner als 1° , man kann ihn daher vernachlässigen und angenähert

$$1 + \mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Y}_a \approx C_1$$

setzen. Damit ist

$$\mathfrak{P}_1 = \mathfrak{C}_1 \left(C_1 + \frac{\mathfrak{Z}_1}{\mathfrak{Z}'_{2s}} \right) \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (90a)$$

oder

$$\mathfrak{C}_1 = \frac{\mathfrak{P}_1}{C_1 + \frac{\mathfrak{Z}_1}{\mathfrak{Z}'_{2s}}} = \frac{\mathfrak{P}_1 \mathfrak{Z}'_{2s}}{\mathfrak{Z}_1 + C_1 \mathfrak{Z}'_{2s}} = \frac{\mathfrak{P}_1 \left(\frac{r'_2}{s} - jx'_2 \right)}{(r_1 - jx_1) + C_1 \left(\frac{r'_2}{s} - jx'_2 \right)}.$$

Ersetzen wir die symbolischen Werte durch die reellen, so wird

$$E_1 = P_1 \sqrt{\frac{\left(\frac{r'_2}{s} \right)^2 + x_2'^2}{\left(r_1 + C_1 \frac{r'_2}{s} \right)^2 + (x_1 + C_1 x_2')^2}} \quad . \quad . \quad (91)$$

Setzen wir $s=0$, so haben wir bei Synchronismus

$$E_{1(s=0)} = \frac{P_1}{C_1} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (91a)$$

C_1 bedeutet also das Verhältniß der Klemmenspannung zur EMK bei Synchronismus, und $(1 - C_1)$ ist ein Maß für die Verminderung der zu induzierenden EMK infolge der Reaktanzspannung des Erregerstromes.

Der Rotorstrom war

$$\mathfrak{Z}_2' = \frac{\mathfrak{C}_1}{\mathfrak{Z}'_{2s}}$$

oder, wenn wir für \mathfrak{C}_1 seinen Wert aus Gl. 90a einführen,

$$\mathfrak{Z}_2' = \frac{\mathfrak{P}_1}{\mathfrak{Z}_1 + C_1 \mathfrak{Z}'_{2s}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (92)$$

und in reellen Werten

$$J_2' = \frac{P_1}{\sqrt{\left(r_1 + C_1 \frac{r'_2}{s} \right)^2 + (x_1 + C_1 x_2')^2}} \quad . \quad (92a)$$

Der Magnetisierungsstrom ist

$$\mathfrak{Z}_a = \mathfrak{C}_1 \mathfrak{Y}_a = \mathfrak{P}_1 \frac{\mathfrak{Z}'_{2s} \mathfrak{Y}_a}{\mathfrak{Z}_1 + C_1 \mathfrak{Z}'_{2s}}$$

und der Statorstrom:

$$\mathfrak{S}_1 = \mathfrak{S}_1 \left(\frac{1}{\mathfrak{S}'_{2s}} + \mathfrak{Y}_a \right) = \mathfrak{P}_1 \frac{1 + \mathfrak{Y}_a \mathfrak{S}'_{2s}}{\mathfrak{S}_1 + C_1 \mathfrak{S}'_{2s}} \quad . \quad . \quad . \quad (93)$$

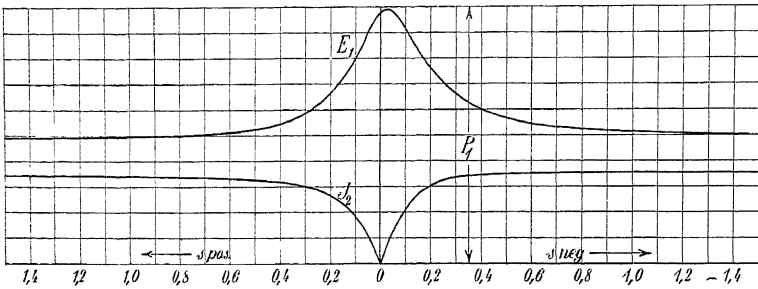


Fig. 49.

In Fig. 49 ist die durch diese Gleichungen dargestellte Abhängigkeit der Größen E_1 und J_2' von der Schlüpfung für einen Asynchronmotor dargestellt. Bei Synchronismus ist, wie wir schon sahen, E_1 etwas kleiner als P_1 , nimmt dann mit wachsender positiver Schlüpfung erst schnell, dann langsam ab und nähert sich asymptotisch einem endlichen Wert. Bei negativer Schlüpfung (Übersynchronismus) nimmt E_1 erst etwas zu, erreicht aber nicht ganz den Wert P_1 und nimmt dann wieder in ähnlicher Weise wie bei positiver Schlüpfung ab, um sich demselben Werte asymptotisch zu nähern. Wir können uns die beiden Äste der E_1 -Kurve im Unendlichen geschlossen denken. Der Rotorstrom J_2' steigt bei $s=0$ sehr schnell an, wächst dann nur noch langsam und nähert sich wieder asymptotisch einem endlichen Wert; bei negativer

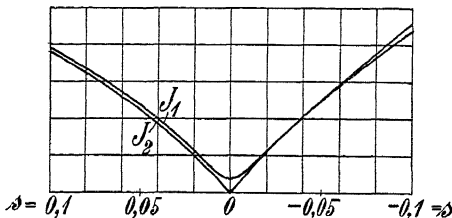


Fig. 50.

Schlüpfung wächst er zunächst noch schneller, nähert sich aber demselben Wert wie bei positiver Schlüpfung. Der Magnetisierungsstrom J_a ist der EMK E_1 proportional, da er aber ziemlich klein gegen den Rotorstrom ist und fast senkrecht auf ihm steht, ist J_1 nur wenig größer als J_2' .

Der Deutlichkeit halber sind J_2' und J_1 in Fig. 50 für die Schlüpfungen zwischen $+0,05$ und $-0,05$ in vergrößertem Maßstab zusammengestellt. Bei Synchronismus ist der Strom $J_{1(s=0)} = J_a$ und nähert sich dann sehr schnell den Werten von J_2' .

14. Drehmoment und Leistung.

Im dritten Kapitel, Gl. 28, haben wir gefunden, daß das Drehmoment in synchronen Watt gleich ist

$$W_a = m_2 J_2^2 \frac{r_2'}{s} = m_1 J_2'^2 \frac{r_2'}{s}.$$

Hiervon geht der Teil

$$V_2 = m_2 J_2^2 r_2 = m_1 J_2'^2 r_2'$$

als Stromwärme in der Rotorwicklung verloren, und die in mechanische Leistung umgesetzte elektrische Leistung ist somit

$$W_2' = W_a - V_2 = m_1 J_2'^2 r_2' \frac{1-s}{s} = W_a (1-s).$$

Setzt man den Wert von J_2' aus Gl. 85 in Gl. 28 ein, so wird, da $E_2 = -E_1$ ist,

$$W_a = \frac{m_1 E_1^2 \frac{r_2'}{s}}{\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2 + x_2'^2} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (94)$$

Unter Benutzung von Gl. 91 erhalten wir jetzt das Drehmoment in synchronen Watt

$$W_a = \frac{m_1 P_1^2 \frac{r_2'}{s}}{\left(r_1 + C_1 \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + C_1 x_2')^2} \quad . \quad . \quad . \quad (95)$$

Die Leistung des Rotors war $W_2' = W_a (1-s)$, somit wird

$$W_2' = \frac{m_1 P_1^2 \frac{r_2'}{s} (1-s)}{\left(r_1 + C_1 \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + C_1 x_2')^2} \quad . \quad . \quad . \quad (96)$$

Ziehen wir hiervon die mechanischen Verluste ab, so erhalten wir die Leistung an der Motorwelle W_2 .

In Fig. 51 sind die durch Gl. 95 und 96 gegebenen Beziehungen dargestellt. Als Abszissen sind die Schlüpfungen, als Ordinaten die Drehmomente W_a und Leistungen W_2' aufgetragen.

Bei Synchronismus ($s=0$) sind W_a und W_2' Null und nehmen mit wachsender Schlüpfung schnell zu bis zu einem positiven Maximum. Jedoch liegen das maximale Drehmoment und die maximale Leistung nicht bei derselben Geschwindigkeit. Mit wachsender

Schlüpfung nehmen W_a und W_2' allmählich wieder ab. Bei Stillstand ($s=1$) ist die Leistung Null, während das Drehmoment einen bestimmten Wert besitzt; es ist dies das Anlaufdrehmoment, das hier kleiner als das maximale Drehmoment ist.

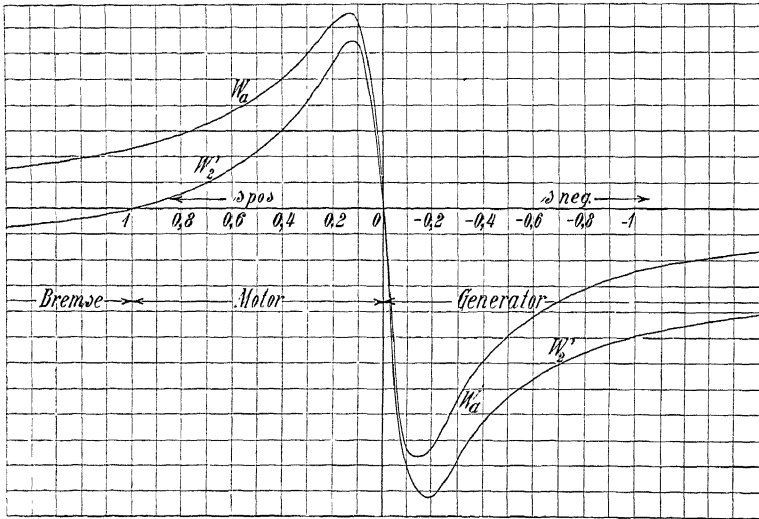


Fig. 51. Drehmoment und Leistung als Funktion der Schlüpfung.

Wird die positive Schlüpfung $s > 1$, so nähert sich das Drehmoment W_a asymptotisch dem Wert Null, während die Leistung W_2' negativ wird. Hier dreht sich der Rotor gegen das Drehfeld. Da aber, wie im zweiten Kapitel S. 22 gezeigt wurde, das Drehmoment im Sinne des Drehfeldes wirkt, muß es der Drehung des Rotors entgegenwirken, d. h. es ist ein Bremsmoment, und die entsprechenden Werte von W_2' geben die Bremsleistung an.

Bei negativer Schlüpfung (Übersynchronismus) sind W_a und W_2' negativ; der Motor arbeitet hier als Asynchrongenerator. Beide Größen nehmen negativ schnell zu bis zu je einem negativen Maximum, welche nicht zusammenliegen. Die negativen Maxima sind größer als die positiven. Bei noch höherer Geschwindigkeit nähert sich W_a asymptotisch dem Wert Null, während W_2' sich einem endlichen negativen Werte nähert.

Wir betrachten nun zunächst den Teil zwischen $s=0$ und $s=1$, d. h. den Arbeitsbereich als Motor. Durch das maximale Drehmoment wird der Arbeitsbereich des Motors in einen stabilen und einen instabilen Teil getrennt. Es interessiert uns daher, die Lage des maximalen Drehmomentes zu finden.

Die Bedingung für das maximale Drehmoment ist

$$\frac{dW_a}{ds} = 0.$$

Aus Gl. 95 finden wir, daß diese Bedingung erfüllt wird, wenn

$$s_{(W_a = \max)} = \pm \frac{C_1 r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + C_1 x_2')^2}} \quad . \quad . \quad . \quad (97)$$

ist. Das positive Vorzeichen entspricht dem Arbeitsbereich als Motor. Setzen wir diesen Wert in Gl. 95 ein, so wird

$$W_{a \max} = \frac{m_1 P_1^2}{2 C_1 [r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + C_1 x_2')^2}]} \quad . \quad . \quad (98)$$

Das maximale Drehmoment des Motors ist also unabhängig von dem Widerstand des Rotors und ist um so größer, je kleiner die Reaktanzen x_1 und x_2 sowie der Statorwiderstand r_1 sind.

Dagegen sieht man aus der Bedingungsgleichung (97) für s , daß der Motor sein maximales Drehmoment bei um so geringerer Geschwindigkeit hat, je höher der Widerstand im Rotor ist.

In Fig. 52 sind einige Drehmomentkurven in Abhängigkeit von der Schlüpfung bei verschiedenen Rotorwiderständen aufgetragen. Der Widerstand ist bei Kurve II viermal und bei Kurve III achtmal so groß wie bei Kurve I. Je größer der Rotorwiderstand wird, um so flacher verlaufen die Kurven in ihrem stabilen Teil.

Setzen wir in Gl. 97 die Schlüpfung $s = 1$, so ergibt sich der Wert des Rotorwiderstandes, bei dem der Motor sein maximales Drehmoment beim Anlauf äußert.

$$r_2' = \frac{1}{C_1} \sqrt{r_1^2 + (x_1 + C_1 x_2')^2} \cong \sqrt{r_1^2 + x_k^2} \quad . \quad . \quad (99)$$

Ist der Rotorwiderstand kleiner als dieser Wert, so ist das Anlaufdrehmoment kleiner als das maximale; ist er größer, so wird

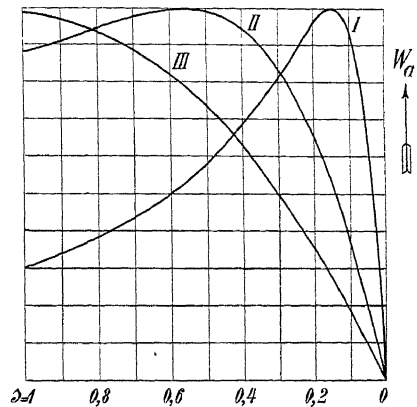


Fig. 52. Drehmomentkurven.

das Anlaufdrehmoment ebenfalls kleiner, weil, wie Fig. 52 zeigt, das maximale Drehmoment dann bei $s > 1$ eintritt.

Ähnlich wie für das Drehmoment erhalten wir die Bedingung für die maximale Leistung des Rotors, wenn wir

$$\frac{d W_2'}{ds} = 0$$

setzen.

Aus Gl. 96 ergibt sich als Bedingung hierfür

$$s_{(W_2' = \max)} = \frac{C_1 r_2'}{C_1 r_2' \pm \sqrt{(r_1 + C_1 r_2')^2 + (x_1 + C_1 x_2')^2}} \quad (100)$$

Das positive Vorzeichen gilt wieder für den Arbeitsbereich als Motor.

Die maximale Leistung des Rotors wird nun

$$W_2'_{\max} = \frac{m_1 P_1^2}{2 C_1 [(r_1 + C_1 r_2') + \sqrt{(r_1 + C_1 r_2')^2 + (x_1 + C_1 x_2')^2}]} \quad (101)$$

Wie zu erwarten war, ist die maximale Leistung im Gegensatz zum maximalen Drehmoment eben so sehr von dem Rotorwiderstand wie von dem Statorwiderstand und den Reaktanzen abhängig, und es folgt, daß, um eine gute Überlastungsfähigkeit des Motors zu erzielen, r_2 ebenfalls möglichst klein sein muß. Beim Anlassen wird dagegen ein verhältnismäßig großer Rotorwiderstand erforderlich, um ein großes Drehmoment zu erhalten. Um diese beiden sich widersprechenden Forderungen zu erfüllen, versieht man den Rotor mit Schleifringen und schaltet beim Anlauf Anlaßwiderstände in den Rotorstromkreis. Wenn der Rotor sich in Bewegung gesetzt hat, werden diese allmählich ausgeschaltet, bis der Rotor in sich kurzgeschlossen ist.

Aus Fig. 52 ist zu ersehen, daß wir durch Veränderung des Rotorwiderstandes dasselbe Drehmoment bei verschiedenen Schlüpfungen erhalten können.

Das maximale Drehmoment ist also für jeden Rotorwiderstand gleich groß, die Schlüpfung, bei der es auftritt, ist aber um so größer, je größer der Rotorwiderstand ist. Beim Anlassen mit veränderlichem Widerstand im Rotorkreis bewegen wir uns stufenweise von einer Drehmomentkurve zur nächsten. Wir kommen hierauf im Kapitel XI näher zurück.

Die maximale Leistung tritt, wie wir aus den Bedingungen (97) und (100) für $s_{(W_a = \max)}$ und $s_{(W_2' = \max)}$ erkennen, bei kleinerer Schlüpfung auf als das maximale Drehmoment.

15. Phasenverschiebung und Wirkungsgrad.

Wie in Abschnitt 11 gezeigt ist, wird die Phasenverschiebung φ_1 zwischen Statorstrom und Klemmenspannung einerseits durch die Phasenverschiebung der Spannungsvektoren $(\Theta_1 + \Theta_2)$, andererseits durch die der Ströme (Θ_a) bedingt.

In Fig. 46 ist $(\Theta_1 + \Theta_2)$ der Winkel zwischen P_1 und P_2 , Θ_a der Winkel zwischen J_1 und J_2 , und es ist (s. S. 60)

$$\varphi_1 = \Theta_1 + \Theta_2 + \Theta_a.$$

Aus Fig. 46 folgt, daß

$$P_2' = J_2' \left(\frac{r_2'}{s} - r_2' \right) = J_2' r_2' \frac{1-s}{s}$$

ist, und da

$$\mathfrak{P}_2' = \frac{\mathfrak{C}_1}{\mathfrak{Z}_{2s}}$$

ist, wird

$$\mathfrak{P}_2' = \mathfrak{C}_1 \frac{r_2' \frac{1-s}{s}}{\mathfrak{Z}_{2s}}.$$

Nach Gl. 90a war

$$\mathfrak{P}_1 = \mathfrak{C}_1 \frac{\mathfrak{Z}_1 + C_1 \mathfrak{Z}_{2s}'}{\mathfrak{Z}_{2s}'},$$

es verhalten sich also die Spannungen P_1 und P_2'

$$\frac{\mathfrak{P}_1}{\mathfrak{P}_2'} = \frac{\mathfrak{Z}_1 + C_1 \mathfrak{Z}_{2s}'}{r_2' \frac{1-s}{s}} \quad . \quad . \quad . \quad (102)$$

Dieses Verhältnis der Spannungen ist eine komplexe Zahl, deren Argument der Winkel $(\Theta_1 + \Theta_2)$ zwischen den beiden Vektoren P_1 und P_2' ist.

Wir setzen daher

$$\frac{\mathfrak{P}_1}{\mathfrak{P}_2'} = I_p e^{j(\Theta_1 + \Theta_2)},$$

worin

$$I_p = \frac{\sqrt{\left(r_1 + C_1 \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + C_1 x_2')^2}}{r_2' \frac{1-s}{s}} \quad . \quad . \quad (103)$$

und

$$\operatorname{tg}(\Theta_1 + \Theta_2) = \frac{x_1 + C_1 x_2'}{r_1 + C_1 \frac{r_2'}{s}} \quad . \quad . \quad ; \quad (103a)$$

ist.

Ferner war

$$\mathfrak{Z}_1 = \mathfrak{C}_1 \frac{1 + \mathfrak{Y}_a \mathfrak{Z}_{2s}'}{\mathfrak{Z}_{2s}'}$$

und da

$$\mathfrak{Z}_{2s}' = \frac{\mathfrak{C}_1}{\mathfrak{Z}_{2s}'}$$

ist, wird das Verhältnis der Ströme

$$\frac{\mathfrak{Z}_1}{\mathfrak{Z}_{2s}'} = (1 + \mathfrak{Y}_a \mathfrak{Z}_{2s}') = I_i e^{j\theta_a}$$

oder

$$\frac{\mathfrak{Z}_1}{\mathfrak{Z}_{2s}'} = 1 + (g_a + j b_a) \left(\frac{r_2'}{s} - j x_2' \right) \quad . \quad . \quad . \quad (104)$$

Es wird daher

$$I_i = \sqrt{\left(1 + b_a x_2' + g_a \frac{r_2'}{s} \right)^2 + \left(b_a \frac{r_2'}{s} - g_a x_2' \right)^2} \quad (105)$$

$$\operatorname{tg} \theta_a = \frac{b_a \frac{r_2'}{s} - g_a x_2'}{1 + b_a x_2' + g_a \frac{r_2'}{s}} \quad . \quad . \quad . \quad (105a)$$

Bei Stillstand ($s=1$) wird

$$\frac{\mathfrak{Z}_1}{\mathfrak{Z}_{2s}'} = (1 + \mathfrak{Y}_a \mathfrak{Z}_2').$$

Diese Größe, die analog \mathfrak{C}_1 gebildet ist, bezeichnen wir mit $\mathfrak{C}_2 = C_2 e^{j'\theta_2}$ und setzen wie dort (S. 67),

$$C_2 \cong 1 + \mathfrak{Y}_a \mathfrak{Z}_2' \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (106)$$

Es folgt nun

$$\varphi_1 = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{x_1 + C_1 x_2'}{r_1 + C_1 \frac{r_2'}{s}} + \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{b_a \frac{r_2'}{s} - g_a x_2'}{1 + b_a x_2' + g_a \frac{r_2'}{s}}.$$

Bei Synchronismus ($s=0$) wird

$$\varphi_1 = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{b_a}{g_a},$$

bei Stillstand ($s=1$)

$$\varphi_1 = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{x_1 + C_1 x_2'}{r_1 + C_1 r_2'} + \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{b_a r_2' - g_a x_2'}{1 + b_a x_2' + g_a r_2'},$$

wobei das letzte Glied sehr klein ist, sofern r_2' klein ist, so daß angenähert für Stillstand

$$\varphi_1 = \arctg \frac{x_1 + C_1 x_2'}{r_1 + C_1 r_2'} \quad . \quad . \quad . \quad (107)$$

ist. Für $s = \infty$ wird

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= \arctg \frac{x_1 + C_1 x_2'}{r_1} + \arctg \frac{-g_a x_2'}{1 + b_a x_2'} \\ &= \sim \arctg \frac{x_1 + C_1 x_2'}{r_1} \quad . \quad . \quad . \quad (107a) \end{aligned}$$

In Fig. 53 ist die Abhängigkeit der Winkel $(\Theta_1 + \Theta_2)$, Θ_a und φ_1 von der Schlüpfung in dem Bereich von $s=0$ bis $s=1$ dargestellt. $\Theta_1 + \Theta_2$ nimmt von Stillstand an allmählich ab und wird bei kleinen Schlüpfungen klein. Θ_a ist bei Stillstand sehr klein und nimmt immer mehr zu, um bei Synchronismus sein Maximum zu erreichen, so daß φ_1 von Stillstand erst allmählich abnimmt bis zu einem Minimum, um dann wieder schnell zu steigen.

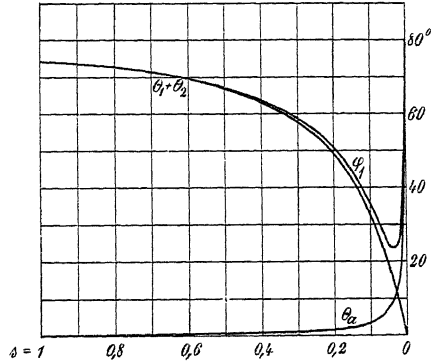


Fig. 53.

Um die Lage des kleinsten Phasenverschiebungswinkels φ_1 zu berechnen, bildet man

$$\frac{d\varphi_1}{ds} = 0$$

und findet als Bedingung hierfür

$$\frac{(x_1 + C_1 x_2') C_1}{\left(r_1 + C_1 \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + C_1 x_2')^2} = \frac{b_a + y_a^2 x_2'}{C_1^2 + y_a^2 r_2^2 \frac{(1-s^2)}{s^2}}.$$

Da φ_{min} bei kleinen Schlüpfungen auftritt, können wir ohne großen Fehler

$$\frac{1-s^2}{s^2} = \frac{1}{s^2}$$

setzen und ebenso

$$b_a + y_a^2 x_2' \cong b_a C_2,$$

ferner

$$C_1 \cong C_2.$$

Unter weiterer Vernachlässigung sehr kleiner Größen erhalten wir

$$s_{(\varphi_1 = min)} \cong r_2' \sqrt{\frac{b_a}{x_1 + C_1 x_2'}}$$

und hierbei angenähert

$$\operatorname{tg}(\Theta_1 + \Theta_2) \cong \operatorname{tg} \Theta_a \cong \sqrt{b_a(x_1 + C_1 x_2')} \cong \operatorname{tg} \left(\frac{\varphi_1}{2} \right),$$

daher wird

$$(\cos \varphi_1)_{\max} \cong \frac{1 - b_a(x_1 + C_1 x_2')}{1 + b_a(x_1 + C_1 x_2')} \quad . \quad . \quad . \quad (108)$$

Es liegt also das Minimum von φ_1 angenähert dort, wo

$$\Theta_o \cong \Theta_1 + \Theta_2$$

ist, und $(\cos \varphi_1)_{\max}$ hängt hauptsächlich von x_1 und x_2' sowie von b_a ab.

Unter dem Wirkungsgrad versteht man das Verhältnis

$$\begin{aligned} \eta \% &= \frac{\text{Abgegebene Leistung}}{\text{Zugeführte Leistung}} \cdot 100 \\ &= \frac{W_2'}{W_1} 100 \\ \eta &= \frac{\text{Abgegebene Leistung}}{\text{Abgegebene Leistung} + \text{Verluste}} = \frac{W_2'}{W_2' + \Sigma V}. \end{aligned}$$

Unter die Verluste rechnen wir vorerst nur die Stator- und Rotorkupferverluste sowie die Eisenverluste des Stators, die wir durch die Erregerkonduktanz g_a dargestellt haben.

Die mechanischen Verluste sowie die Eisenverluste des Rotors betrachten wir vorläufig nicht und werden später ihren Einfluß untersuchen. Der hierdurch erhaltene Wirkungsgrad ist daher stets etwas höher als der Gesamtwirkungsgrad des Motors. Wir bezeichnen ihn mit η' .

Wir können nun setzen

$$\eta' \% = \frac{W_2'}{W_2' + V_2 + V_1 + V_a} 100 \quad . \quad . \quad . \quad (109)$$

worin

$$W_2' = m_1 P_2' J_2' = m_1 J_2'^2 r_2' \frac{1-s}{s} = m_1 \frac{P_2'^2}{r_2'} \frac{s}{1-s} \quad \text{die Leistung ein-}$$

schließlich der mechanischen Verluste,

$$V_2 = m_1 J_2'^2 r_2' \quad \text{die Rotorkupferverluste}$$

$$V_1 = m_1 J_1'^2 r_1 \quad \text{die Statorkupferverluste}$$

$$V_a = m_1 E_1^2 g_a \quad \text{die Eisenverluste}$$

bedeutet.

In Fig. 54 sind für denselben Motor, für den die Fig. 51—53 gelten, der Strom J_1 , die Schlüpfung s , der Leistungsfaktor $\cos \varphi_1$ und der Wirkungsgrad η' in Abhängigkeit von der Leistung W_2'

dargestellt. Die Kurven für $\cos \varphi_1$ und η' steigen mit der Belastung sehr schnell an, verlaufen dann ziemlich flach und nehmen allmählich wieder ab. Wir sehen, daß sowohl $(\cos \varphi_1)_{max}$ wie η'_{max} bei kleiner Schlüpfung auftreten. Wir wollen die Berechnung des maximalen Wirkungsgrades η' hier nicht analytisch durchführen und werden die genaue Rechnung der Verluste erst später zeigen. Wir können aber die Lage des maximalen Wirkungsgrades angenähert durch folgende Überlegung finden.

Da wie erwähnt η'_{max} bei kleiner Schlüpfung auftritt, kann man E_1 und die Eisenverluste $V_a = m_1 E_1^2 g_a$ und P_2' als konstant annehmen.

Da ferner bei kleiner Schlüpfung J_2' nahezu in Phase mit E_1 ist und der Statorstrom J_1 aus den beiden Komponenten J_a und J_2' besteht, die hierbei noch fast senkrecht zueinander stehen, kann man die Statorkupferverluste mit großer Annäherung zerlegen in

$$m_1 J_1^2 r_1 \cong m_1 J_a^2 r_1 + m_1 J_2'^2 r_1.$$

Daher sind die gesamten Kupferverluste

$$V_1 + V_2 = m_1 J_1^2 r_1 + m_1 J_2'^2 r_2' = m_1 J_a^2 r_1 + m_1 J_2'^2 (r_1 + r_2'),$$

worin $J_a^2 r_1$ ebenfalls als konstant angesehen werden kann. Der Wirkungsgrad wird daher

$$\begin{aligned} \eta' &= \frac{W_2'}{W_2' + V_a + m_1 J_a^2 r_1 + m_1 J_2'^2 (r_1 + r_2')} \\ &= \frac{P_2' J_2'}{P_2' J_2' + V_a + m_1 J_a^2 r_1 + m_1 J_2'^2 (r_1 + r_2')} \\ &= \frac{P_2'}{P_2' + \frac{V_a + m_1 J_a^2 r_1}{J_2'} + m_1 J_2' (r_1 + r_2')}. \end{aligned}$$

Er wird ein Maximum, wenn

$$\frac{V_a + m_1 J_a^2 r_1}{J_2'} + m_1 J_2' (r_1 + r_2')$$

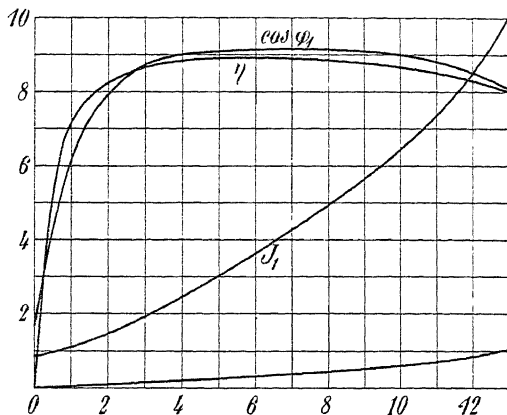


Fig. 54.

ein Minimum ist, und dies ist der Fall, wenn

$$V_a + m_1 J_a^2 r_1 = m_1 J_2'^2 (r_1 + r_2')$$

ist.

Die Eisenverluste V_a und der Kupferverlust des Magnetisierungsstromes $m_1 J_a^2 r_1$ zusammen sind die bei der unbelasteten Maschine auftretenden Verluste ausschließlich der Reibung. Die Kupferverluste $m_1 J_2'^2 (r_1 + r_2')$ sind die durch den Belastungsstrom J_2' bedingten Verluste, so daß wir wie bei dem Transformator (s. Bd. II, S. 82) den maximalen Wirkungsgrad bei einer Belastung erhalten, bei der die vom Belastungsstrom herrührenden Stromwärmeverluste gleich den Verlusten der unbelasteten Maschine sind.

Bezeichnen wir diese mit V_0' , so wird

$$\eta_{max} = \frac{W_2'}{W_2' + 2V_0'} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (110)$$

Die vorstehend entwickelten Gleichungen dienen hauptsächlich dazu, für einen Motor, dessen Konstanten gegeben sind oder für einen entworfenen Motor, dessen Konstanten berechnet werden können, die wichtigsten Größen schnell und genau zu berechnen, z. B. maximales Drehmoment, maximale Leistung und Überlastungsfähigkeit, größter Leistungsfaktor, Anlaufstrom usw. Dagegen wäre es zu umständlich, mit ihnen für alle möglichen Belastungen die einzelnen Werte zu ermitteln. Hierzu dienen die graphischen Methoden, denen wir uns nun zuwenden.

Fünftes Kapitel.

Graphische Theorie des Mehrphasen-Induktions- motors.

16. Das Stromdiagramm. — 17. Graphische Darstellung der Verluste und der Leistungen. — 18. Graphische Darstellung der Schlüpfung und des Wirkungsgrades. — 19. Einfluß der Konstanten auf die Arbeitsweise des Asynchronmotors.

16. Das Stromdiagramm.

In dem Spannungsdiagramm (s. Fig. 48) haben wir gesehen, daß bei konstantem Kraftfluß der Endpunkt des Vektors J_1 sich auf einem Kreis AUO' bewegt, während der Endpunkt des Vektors der Klemmenspannung P_1 sich gleichzeitig auf einem Kreis $D'FO''$ bewegt. Wir wollen jetzt den geometrischen Ort für den Endpunkt des Vektors J_1 suchen, wenn die Klemmenspannung P_1 konstant gehalten wird, und bezeichnen ihn als Stromdiagramm.

Das Stromdiagramm unterscheidet sich bei konstanter Klemmenspannung nur durch den Maßstab von dem Admittanzdiagramm.

Unsere Aufgabe läßt sich daher auf die Konstruktion des Admittanzdiagrammes zurückführen, das uns den geometrischen Ort für die gesamte durch die Ersatzschaltung gegebene Admittanz darstellt. In Fig. 55

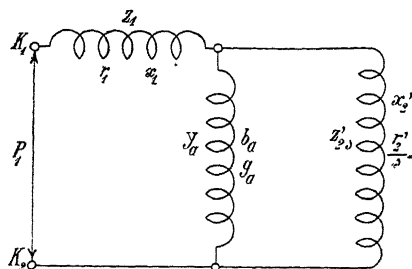


Fig. 55. Ersatzstromkreis des mehrphasigen Induktionsmotors.

ist die Ersatzschaltung nochmals abgebildet. Der äußere Widerstand des Rotorkreises ist gleich Null gesetzt.

dann ist der Vektor

$$O'P' = \mathfrak{Z}'_{2s}.$$

Ändert sich die Schlüpfung s , so bewegt sich P' auf einer Geraden G' parallel zur Ordinatenachse und im Abstände x'_2 von ihr. Die Gerade G' ist somit der geometrische Ort der Endpunkte der Vektoren der Rotorimpedanz. Für $s=0$ liegt P' im Unendlichen, für $s=\infty$ in A' und für $s=1$ (Stillstand) in P'_k . Bei allen positiven Schlüpfungen bewegt sich also der Vektor \mathfrak{Z}'_{2s} im oberen Quadranten, während er sich bei allen negativen Schlüpfungen im unteren Quadranten bewegt, und sein Endpunkt liegt stets auf der Geraden G' .

Der reziproke Wert der Impedanz ist die Admittanz, also

$$\frac{1}{\mathfrak{Z}'_{2s}} = \mathfrak{Y}'_{2s}.$$

Zu dieser Admittanz ist, wie Fig. 55 zeigt, die Admittanz \mathfrak{Y}_a des Erregerstromes parallel geschaltet; es sind daher beide Admittanzen zu addieren. Die Admittanz \mathfrak{Y}'_{2s} erhalten wir durch Inversion der Geraden G' in bezug auf O' als Zentrum.

Nun ist die inverse Kurve dieser Geraden ein Kreis, der durch das Inversionszentrum O' geht (s. Bd. I der W.T.) und dessen Mittelpunkt M'' auf einer durch O' gehenden Senkrechten zur Geraden G' , d. h. auf der Abszissenachse liegt.

Der Durchmesser des Kreises ist im Admittanzmaßstab:

$$\overline{O'A''} = \frac{1}{\overline{O'A'}} = \frac{1}{x'_2}.$$

Der über $\overline{O'A''}$ beschriebene Kreis K'' ist der geometrische Ort der Endpunkte der vom Inversionszentrum O' ausgehenden Vektoren \mathfrak{Y}'_{2s} . Wir finden daher die den Punkten der Geraden G' entsprechenden Punkte des Kreises, wenn wir die von O' ausgehenden Strahlen mit dem Kreis zum Schnitt bringen. Einem Punkt P' der Geraden G' entspricht jeweils ein Punkt P'' des Kreises. So entsprechen sich z. B. P'_k und P''_k , A' und A'' , während dem unendlich fernen Punkt der Geraden G' der Punkt O' selbst entspricht, den wir mit P''_a bezeichnen.

Der Admittanzvektor \mathfrak{Y}'_{2s} beschreibt also für Schlüpfungen von $s=0$ bis $s=1$ den oberen Bogen $P''_a P''_k$, von $s=1$ bis $s=\infty$ das Stück $P''_k A''$ und für die negativen Schlüpfungen von $s=0$ bis $s=\infty$ den unteren Halbkreis $P''_a A''$.

Um zu dieser Admittanz \mathfrak{Y}'_{2s} die konstante Admittanz $\mathfrak{Y}_a = g_a + jb_a$ zu addieren, brauchen wir nur die Abszissenachse um ein Stück g_a , die Ordinatenachse um ein Stück b_a zu verschieben

(s. Fig. 56) und erhalten einen neuen Koordinatenanfangspunkt O'' . Der Kreis K'' ist nun in bezug auf O'' der geometrische Ort für die resultierende Admittanz ($\mathcal{Y}'_{2s} + \mathcal{Y}_a$), denn es ist

$$\overline{O''O} = \mathcal{Y}_a, \quad \overline{O''P'} = \mathcal{Y}'_{2s},$$

mithin

$$\overline{O''P''} = \mathcal{Y}'_{2s} + \mathcal{Y}_a.$$

Zu dieser resultierenden Admittanz haben wir noch die Statorimpedanz \mathfrak{Z}_1 (s. Fig. 55) zu addieren, um die gesamte Admittanz zu erhalten. Wir verfahren in der Art, daß wir zunächst die gesamte Impedanz bestimmen, und bilden zu dem Zwecke die der Admittanz ($\mathcal{Y}'_{2s} + \mathcal{Y}_a$) entsprechende Impedanz, wobei wir wieder in denselben Quadranten bleiben wollen.

Die inverse Kurve des Kreises K'' ist ein Kreis K''' , dessen Mittelpunkt auf der Zentralen $\overline{O''M''}$ liegt. Die Größe des Radius hängt nur von der Wahl der Inversionspotenz ab. Wir wählen den Mittelpunkt in M''' und finden den Kreis sofort, wenn wir beachten, daß die gemeinschaftlichen Tangenten der Kreise K'' und K''' durch O'' gehen. K''' ist nun der geometrische Ort der Endpunkte der

Vektoren $\frac{1}{\mathcal{Y}'_{2s} + \mathcal{Y}_a}$.

Die den früheren Punkten P'' , P_k'' , P_a'' und A'' entsprechenden Punkte P''' , P_k''' , P_a''' und A''' finden wir, wenn wir die Strahlen $\overline{O''P''}$, $\overline{O''P_k''}$ usw. mit dem Kreis K''' zum Schnitt bringen.

Die Impedanz $\mathfrak{Z}_1 = r_1 - jx_1$ addieren wir nun, indem wir von O'' aus die Abszissenachse um r_1 , die Ordinatenachse um x_1 verschieben. In bezug auf den neuen Koordinatenanfangspunkt O stellt nun der Kreis K''' das Impedanzdiagramm des ganzen Motors dar, d. h. ein Strahl $\overline{OP''''}$ stellt die Totalimpedanz

$$\mathfrak{Z}_t = \mathfrak{Z}_1 + \frac{1}{\mathcal{Y}'_{2s} + \mathcal{Y}_a}$$

des Motors für einen bestimmten Belastungszustand dar.

Wenn wir alle Größen mit J_1 multiplizieren, erhalten wir ein Spannungsdiagramm für konstanten Strom. Es ist dann $\overline{OP''''} = J_1 z_t = P_1$ die Klemmenspannung des Motors, und da $\overline{OO''}$ die Statorimpedanz z_1 darstellt, bedeutet $\overline{OO''}$ im Spannungsdiagramm die Impedanzspannung $J_1 z_1$. Hieraus folgt, daß die Strecke $\overline{O''P''''}$ im Spannungsdiagramm die induzierte EMK

darstellt. $\mathfrak{E}_1 = \mathfrak{P}_1 - \mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Z}_1$

Um nun zum Stromdiagramm überzugehen, invertieren wir den Impedanzkreis K''' nochmals in bezug auf O und erhalten als Ad-

mittanzdiagramm einen Kreis K , dessen Mittelpunkt M auf der Zentralen $\overline{OM''}$ liegt. Die Größe des Radius von K hängt nur von der Wahl der Inversionspotenz bzw. des Maßstabes für die elektrischen Größen ab. Die gemeinschaftlichen Tangenten der Kreise K und K''' gehen durch O .

Es ist nun ein beliebiger Strahl \overline{OP} gleich der totalen Admittanz \mathfrak{Y}_t des Motors. Es ist

$$\mathfrak{Y}_t = \frac{1}{\mathfrak{Z}_1 + \frac{1}{\frac{1}{\mathfrak{Z}'_{2s}} + \mathfrak{Y}_a}},$$

und die einander entsprechenden Vektoren des Diagrammes Fig. 56 stellen zusammengehörige Werte dieses Kettenbruches dar. Die entsprechenden Punkte zu P_a''' , P_k''' und A''' sind P_a , P_k und A , letzteren Punkt bezeichnen wir von nun an mit P_∞ .

Der primäre Strom J_1 ist gleich Klemmenspannung mal Admittanz, also $P_1 \mathfrak{Y}_t = \mathfrak{Z}_1$. Ist die Klemmenspannung konstant, und multiplizieren wir die Vektoren \mathfrak{Y}_t mit P_1 , so stellt uns jeder Vektor \overline{OP} zugleich den Strom J_1 nach Größe und Richtung dar, und zwar stellen die Ordinaten Konduktanzen bzw. Wattströme und die Abszissen Suszeptanzen bzw. wattlose Ströme dar.

Die Projektion \overline{OT} eines Strahles \overline{OP} auf die Ordinatenachse entspricht dem Wattstrom $J_1 \cos \varphi_1$ und \overline{PT} dem wattlosen Strom $J_1 \sin \varphi_1$. Es ist also der Winkel $(POT) = \varphi_1$ der Phasenverschiebungswinkel zwischen P_1 und J_1 .

Wir können nun an dem Kreis drei Hauptteile unterscheiden, die durch die Punkte P_a , P_k und P_∞ abgegrenzt werden. Da P_a dem Synchronismus, P_k dem Stillstand und P_∞ unendlich großer Schlüpfung entspricht, so umfaßt der Bogen $P_k P_a$ alle positiven Schlüpfungen, die < 1 sind. Dies ist das Arbeitsgebiet der Maschine als Motor. Der untere Bogen $P_a P_\infty$ umfaßt alle negativen Schlüpfungen von $s=0$ bis $s=-\infty$ oder das Arbeitsgebiet als Generator, und der Bogen $P_\infty P_k$, dem alle positiven Schlüpfungen $s=1$ bis $s=+\infty$ zugehören, bezeichnet das Arbeitsgebiet als Bremse.

Wir sehen, wie der Strom des Motors beim Anlauf ($\overline{OP_k}$) am größten ist und mit abnehmender Schlüpfung immer kleiner wird; bei Synchronismus ist er gleich $\overline{OP_a}$. Treiben wir den Motor übersynchron an, so daß er als Generator arbeitet, so wächst der Strom mit der Geschwindigkeit immer mehr an. Drehen wir dagegen von Stillstand bzw. dem Punkte P_k ausgehend den Rotor gegen sein

Drehfeld, so wächst der bremsend wirkende Strom nur noch wenig mit zunehmender Geschwindigkeit.

Die Phasenverschiebung ändert sich ebenfalls in den weitesten Grenzen. Sie wird dann, wenn der Punkt P mit der x -Achse zusammenfällt, zweimal gleich 90° in dem Arbeitsbereich als Generator. Hier nimmt der Generator nur wattlosen Strom auf, einmal in der Nähe von Synchronismus, das andere Mal in der Nähe von P_∞ , d. h. bei sehr großer Schlüpfung.

Wir sehen auch, daß das ganze Arbeitsgebiet auf derselben Seite der Ordinatenachse liegt, d. h. daß der wattlose Strom stets ein aufgenommener Strom ist. Auch in dem Arbeitsbereich als Generator nimmt daher die Maschine wattlosen Strom auf. Der asynchrone Generator kann sich somit nicht selbst erregen.

Die Phasenverschiebung hat zwei Minima, deren Lagen durch die Tangenten von O an den Kreis gegeben sind. Das eine Minimum tritt beim Motor, das andere beim Generator auf.

Da bei Synchronismus der Strom J_1 gleich dem Magnetisierungsstrom J_a ist, ist $\overline{OP_a} = J_a$ der Magnetisierungsstrom bei Synchronismus.

Bei Synchronismus ist (s. Gl. 91a)

$$\mathfrak{E}_1 = \frac{\mathfrak{P}_1}{C_1},$$

folglich ist in Fig. 56

$$\overline{OP_a} = \mathfrak{S}_a = \mathfrak{E}_1 \mathfrak{Y}_a = \frac{\mathfrak{P}_1}{C_1} \mathfrak{Y}_a.$$

Für den totalen Strom \overline{OP} hatten wir laut Gl. 93

$$\mathfrak{S}_1 = \mathfrak{P}_1 \frac{1 + \mathfrak{Y}_a \mathfrak{Z}'_{2s}}{\mathfrak{Z}_1 + C_1 \mathfrak{Z}'_{2s}}.$$

Nun ist der Vektor

$$\overline{P_a P} = \overline{OP} - \overline{OP_a}$$

oder

$$\overline{P_a P} = \mathfrak{P}_1 \left(\frac{1 + \mathfrak{Y}_a \mathfrak{Z}'_{2s}}{\mathfrak{Z}_1 + C_1 \mathfrak{Z}'_{2s}} - \frac{\mathfrak{Y}_a}{C_1} \right) = \frac{\mathfrak{P}_1}{C_1} \cdot \frac{1}{\mathfrak{Z}_1 + C_1 \mathfrak{Z}'_{2s}}.$$

Nach Gl. 92 ist

$$\mathfrak{S}_2' = \frac{\mathfrak{P}_1}{\mathfrak{Z}_1 + C_1 \mathfrak{Z}'_{2s}};$$

folglich ist die Strecke

$$\overline{P_a P} = \frac{J_2'}{C_1}$$

ein Maß für den Rotorstrom.

Ferner finden wir ein Maß für die induzierte EMK E_1 , wenn wir berücksichtigen, daß in dem Impedanzdreieck $OO''P'''$ (Fig. 56) die Strecke $\overline{O''P'''} = E_1$ ist. Der inverse Punkt zu O'' ($\frac{1}{\overline{OO''}} = \overline{OO_2}$) ist in dem Admittanzdiagramm O_2 , und da das Dreieck $O_2OP \sim OO''P'''$ ist, verhalten sich

$$\overline{OO_2} : \overline{OP} : \overline{O_2P} = \overline{OP'''} : \overline{OO''} : \overline{O''P'''} = P_1 : J_1 z_1 : E_1.$$

Nun ist $\overline{OP} = J_1$, daher ist jede Strecke von O_2 zu einem Punkte P des Kreises, oder

$$\overline{O_2P} = \frac{E_1}{z_1}$$

ein Maß für E_1 im Strommaßstab.

17. Graphische Darstellung der Verluste und der Leistungen.

Die primäre Leistung. Da die Ordinate eines Kreispunktes P den Wattstrom $J_1 \cos \varphi_1$ darstellt, so ist sie auch ein Maß für die dem Motor zugeführte Leistung

$$W_1 = m_1 P_1 J_1 \cos \varphi_1.$$

Wir bezeichnen daher die Abszissenachse als Linie der Primärleistung. Der Abstand eines Punktes P von dieser Linie ist proportional W_1 , und die Gleichung der Linie ist¹⁾

$$\Re_1 = 0.$$

Die primäre Leistungslinie teilt den Kreis in zwei Teile, für den oberen ist die Leistung positiv oder zugeführt, für den unteren negativ oder abgegeben.

Die Leistungslinie schneidet den Kreis in zwei Punkten P_g und P_b (Fig. 57), für die $W_1 = 0$ ist. Obwohl diese beiden Punkte im Gebiet $P_a U_1 P_\infty$ des Übersynchronismus, d. h. im generatorischen Arbeitsgebiet liegen, ist dennoch die abgegebene Leistung Null, weil der Generator hier nur seine eigenen Verluste zu decken vermag und keine Leistung nach außen abgibt. Die zuletzt genannte Eigenschaft gilt auch für die Betriebszustände, die den beiden Kreisstücken $P_a P_g$ und $P_\infty P_b$ entsprechen (Fig. 57). Bei ihnen kann der Generator nur einen Teil seiner Verluste decken. Er muß daher noch eine Leistung vom Netz aufnehmen.

Statorkupferverluste. Im ersten Bande der WT. ist gezeigt, daß der Abstand \overline{PB} eines Kreispunktes P von einer Geraden (der sog. Halbpolaren, die die Tangente $\overline{OQ_1}$ halbiert und senkrecht

¹⁾ s. Wechselstromtechnik Bd. I, 2. Aufl.

Die Linie der aus V_1 und V_a resultierenden Statorverluste $\mathfrak{B}_s = 0$ geht erstens durch den Schnittpunkt S_4 von $\mathfrak{B}_1 = 0$ und $\mathfrak{B}_a = 0$. Einen zweiten Punkt werden wir aus der Drehmomentlinie finden.

Drehmoment. Wie in Bd. I gezeigt ist, läßt sich auch die Leistung $W_a = W_L - m_1 J_1^2 r_1 - m_1 E_1^2 g_a$ durch den Abstand eines beliebigen Kreispunktes von einer geraden Linie darstellen. Die Gleichung dieser Geraden, die wir als Drehmomentlinie bezeichnen wollen, ist

$$\mathfrak{B}_a = 0.$$

Sie schneidet den Kreis in Punkten, für die $W_a = 0$ ist. Das Drehmoment wird aber Null bei Synchronismus und bei $s = \infty$; die Drehmomentlinie verbindet also die Punkte P_a und P_∞ .

Da $W_a = W_1 - (V_1 + V_a) = W_1 - V_s$ ist, müssen die Linien $\mathfrak{B}_a = 0$, $\mathfrak{B}_1 = 0$ und $\mathfrak{B}_s = 0$ sich in einem Punkt schneiden. Dieser Punkt ist S_3 , der somit der zweite Punkt für die Gerade $\mathfrak{B}_s = 0$ ist.

Stabilitätsgrenze. Füllen wir vom Kreismittelpunkte M ein Lot auf die Drehmomentlinie $\mathfrak{B}_a = 0$, das den Kreis in U und U_1 schneidet, so ist der zur Ordinatenachse parallele Abstand des Punktes U von der Drehmomentlinie das maximale Drehmoment des Motors und der entsprechende Abstand des Punktes U_1 das maximale Drehmoment des Generators. Erhöhen wir das Drehmoment über diese Grenzen hinaus, so muß die Maschine als Motor zum Stillstand kommen und als Generator durchgehen. Die Linie $\overline{UU_1}$ gibt uns somit die Stabilitätsgrenze der Maschine.

Das Anlaufdrehmoment ist gleich dem Abstand des Punktes P_k von der Drehmomentlinie $\mathfrak{B}_a = 0$. Es ist in der Figur bedeutend kleiner als $W_{a \max}$.

Rotorkupferverluste. Wir haben gesehen, daß der Rotorstrom J_2' der Strecke $\overline{P_a P}$ proportional ist. Da der Punkt P_a , von dem aus wir den Rotorstrom messen, auf dem Kreis liegt, geht die Halbpolare dieses Punktes in die Tangente über, und es ist somit der Abstand \overline{PD} eines Punktes P von der im Punkte P_a an den Kreis gelegten Tangente ein Maß für die Stromwärmeverluste im Rotorkupfer, und die Tangente selbst ist die Linie der Rotorkupferverluste

$$\mathfrak{B}_2 = 0.$$

Leistung des Rotors. Die Differenz W_2' zwischen der Leistung W_a und dem Verlust V_2 , die durch den Abstand eines Kreispunktes von je einer Geraden gemessen werden, ist nun wieder durch den Abstand des Punktes von einer dritten geraden Linie gegeben. Diese Gerade bezeichnen wir als Leistungslinie

$$\mathfrak{B}_2' = 0.$$

Sie muß den Kreis in den Punkten schneiden, bei denen $W_2' = 0$ ist, d. h. bei Stillstand und Synchronismus. Die Gerade $\mathfrak{W}_2' = 0$ verbindet also die Punkte P_k und P_a .

Für alle Punkte oberhalb von $\mathfrak{W}_2' = 0$ ist die mechanische Leistung positiv, d. h. vom Motor abgegeben; für alle Punkte unterhalb von $\mathfrak{W}_2' = 0$ ist sie negativ, d. h. es wird der Maschine mechanische Leistung zugeführt, wie wir schon gesehen haben.

Ein Lot vom Kreismittelpunkt M auf die Leistungslinie $\mathfrak{W}_2' = 0$ schneidet den Kreis in den Punkten R und R_1 . Der Abstand \overline{FR}_1 von der Leistungslinie ist proportional der maximalen Leistung des Generators. Sie ist größer als die maximale Leistung des Motors, die proportional \overline{FR} ist und die bei kleinerer positiver Schlüpfung auftritt als das maximale Drehmoment, wie wir dies schon in Kapitel IV gezeigt haben.¹⁾

Ebenso wie wir die Linie der resultierenden Statorverluste $\mathfrak{W}_s = 0$ durch den Schnittpunkt S_4 von $\mathfrak{W}_1 = 0$ und $\mathfrak{W}_a = 0$ und den Schnittpunkt S_3 von $\mathfrak{W}_1 = 0$ und $\mathfrak{W}_a = 0$ gefunden haben, muß auch die Linie der gesamten Verluste des Motors $V' = V_1 + V_a + V_2 = V_s + V_2$, deren Gleichung $\mathfrak{W}' = 0$ ist, durch den Schnittpunkt S_2 von $\mathfrak{W}_s = 0$ und $\mathfrak{W}_2 = 0$ gehen. Einen weiteren Punkt erhalten wir durch den Schnittpunkt S_1 von $\mathfrak{W}_1 = 0$ und $\mathfrak{W}_2' = 0$. Durch den Abstand eines Punktes P von der Geraden $\mathfrak{W}' = 0$ wird somit die Summe der Stator- und Rotorkupferverluste und der Eisenverluste gemessen.

18. Graphische Darstellung der Schlüpfung und des Wirkungsgrades.

Die Schlüpfung. Die Schlüpfung ist gleich dem Verhältnis

$$\frac{V_2}{W_a} = \frac{\text{Stromwärmeverluste im Rotor}}{\text{auf den Rotor übertragene Leistung}} = \frac{m_2 J_2^2 r_2}{m_2 J_2^2 \frac{r_2}{s}} = s.$$

Von der auf den Rotor übertragenen Leistung W_a wird der Teil W_2' in mechanische Leistung umgesetzt; somit ist

$$V_2 = W_a - W_2'$$

¹⁾ Der Maßstab für den Ordinatenabschnitt zwischen einem Kreispunkt und der Leistungslinie $\mathfrak{W}_2' = 0$ ist etwas verschieden von dem Maßstab des entsprechenden Abschnittes bis zur Linie $\mathfrak{W}_1 = 0$. Die zugeführte Leistung W_1 ist gleich $m_1 P_1$ mal dem Ordinatenabschnitt in Ampere. Der Maßstab für den Ordinatenabschnitt der W_2' darstellt, ergibt sich aus der Beziehung $W_2' = W_1 \eta$, wobei η nach Fig. 59 bestimmt wird. Häufig sind die beiden Maßstäbe wenig verschieden, so daß dann annähernd die mech. Leistung W_2' auch gleich ist $m_1 P_1$ mal dem betreffenden Ordinatenabschnitt in Ampere.

und daher

$$s = \frac{W_a - W'_2}{W_a}.$$

Wie in Bd. I der WT. gezeigt ist, läßt sich das Verhältnis der drei Leistungen $V_2 : W_a : W'_2$ mit Hilfe der drei Geraden

$$\Re_2 = 0 \quad \Re_a = 0 \quad \Re'_2 = 0$$

konstruieren und so ein Maß für die Schlüpfung finden.

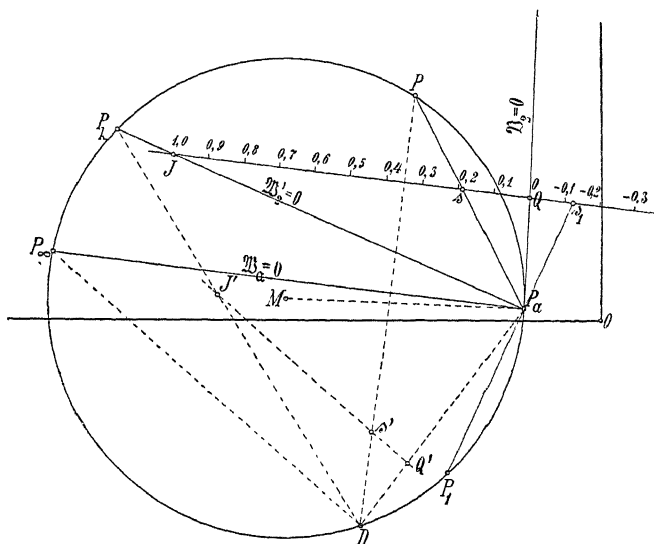


Fig. 58. Darstellung der Schlüpfung im Stromdiagramm.

Wir ziehen an einer beliebigen Stelle zwischen den Geraden $\Re'_2 = 0$ und der Tangente $\Re_2 = 0$ eine Parallele zu $\Re_a = 0$; in Fig. 58 ist es die Gerade \overline{JQ} . Verbinden wir noch den Schnittpunkt P_a der drei Geraden mit dem Punkt P , so teilt die Verbindungslinie $\overline{PP_a}$ die Strecke \overline{JQ} im Verhältnis von mechanischer Leistung zu Verlust, es verhält sich also

$$\overline{Js} : \overline{sQ} : \overline{JQ} = W'_2 : V_2 : W_a;$$

somit ist

$$\frac{\overline{sQ}}{\overline{JQ}} = \frac{V_2}{W_a} = s.$$

Teilt man \overline{JQ} in 100 Teile, so gibt \overline{sQ} die Schlüpfung in Prozenten an.

Man kann nun die Schlüpfungslinie über J und Q hinaus verlängern und denselben Maßstab auftragen. Rechts von Q erhält

Dieser sog. elektrische Wirkungsgrad läßt sich in ähnlicher Weise wie die Schlupfung mit den sich im Punkte S_1 schneidenden Geraden

$$\mathfrak{W}_2' = 0 \quad \mathfrak{W}_1 = 0 \quad \text{und} \quad \mathfrak{W}' = 0$$

konstruieren. Ziehen wir, wie Fig. 59 zeigt, in irgend einem Abstände von der Abszissenachse $\mathfrak{W}_1 = 0$ parallel zu ihr eine Gerade und teilen das zwischen den Geraden $\mathfrak{W}_2' = 0$ und $\mathfrak{W}' = 0$ liegende Stück in 100 gleiche Teile, so schneidet ein Strahl von P durch S_1 die Wirkungsgradlinie in einem Punkte, der direkt den prozentualen Wirkungsgrad angibt.

Fällt der Punkt P mit P_k zusammen, so fällt der Strahl $\overline{PS_1}$ mit $\mathfrak{W}_2' = 0$ zusammen, und die Leistung des Motors ist Null, daher $\eta' = 0$.

Den maximalen Wirkungsgrad erhalten wir durch die Tangente von S_1 an den Kreis. Diese Wirkungsgradlinie gilt, wie ersichtlich, nur für den Bereich $s = 1$ bis $s = 0$; für die Punkte zwischen P_k und P_∞ würde der Wirkungsgrad negativ werden. Da die Maschine hier als Bremse arbeitet, hat der Wirkungsgrad hier eine andere Bedeutung, er bezeichnet das Verhältnis der mechanisch zugeführten zu der elektrisch zugeführten Leistung.

Für den Generator ist die mechanisch zugeführte Leistung die primäre, die elektrisch abgegebene die sekundäre. Um also den Wirkungsgrad für den Generator zu erhalten, ziehen wir eine Parallele zu $\mathfrak{W}_2' = 0$ und teilen den Abschnitt zwischen $\mathfrak{W}' = 0$ und $\mathfrak{W}_1 = 0$ in 100 Teile, es gibt dann der Abschnitt, den man durch Verlängerung des Strahles $\overline{P'S_1}$ erhält, den Wirkungsgrad des Generators in Prozenten an.

Der Wirkungsgrad wird auch hier negativ für die Strecken $P_a P_g$ und $P_\infty P_b$ des Kreises. Der Generator kann hier, wie wir gesehen haben, noch keine Leistung nach außen abgeben, seine Verluste werden teils durch elektrisch, teils durch mechanisch zugeführte Energie gedeckt, und es bedeutet der negative Wirkungsgrad das Verhältnis der elektrisch zugeführten zur mechanisch zugeführten Leistung.

Die beiden Wirkungsgradlinien schneiden sich in einem Punkte x , für den die elektrisch zugeführte Leistung gleich der mechanisch zugeführten Leistung ist.

Das, was man kurz unter Wirkungsgrad des Motors versteht, ist das Verhältnis

$$\eta = \frac{\text{Nutzbar abgegebene mechanische Leistung}}{\text{Aufgenommene elektrische Leistung}} = \frac{W_2}{W_1}.$$

Wir erhalten den Wirkungsgrad somit, wenn wir zu den Verlusten noch die Reibungsverluste hinzuzählen, deren Betrag von der

19. Einfluß der Konstanten auf die Arbeitsweise des Asynchronmotors.

Um den Einfluß der Konstanten auf die Arbeitsweise des Asynchronmotors zu untersuchen, wollen wir zunächst die Größe und Lage des Kreises und dann die Lage der Punkte betrachten, durch welche die verschiedenen Leistungs- und Verlustlinien bestimmt sind. Es sind dies in erster Linie die drei Punkte P_0 , P_k und P_∞ .

Den Kreisradius R und die Mittelpunktkoordinaten ν und μ können wir leicht berechnen, wenn wir beachten, wie sie bei der Inversion (s. Fig. 56) entstanden sind. Der erste Kreis hatte den Radius

$$R' = \frac{1}{2 x_2'}$$

und die Koordinaten des Mittelpunktes $\nu' = 0$ und $\mu' = \frac{1}{2 x_2'}$; die Koordinaten wurden um g_a und b_a verschoben, so daß

$$\begin{aligned} \nu'' &= g_a \\ \mu'' &= \frac{1 + 2 x_2' b_a}{2 x_2'} \end{aligned}$$

wurde, während

$$R'' = \frac{1}{2 x_2'}$$

blieb. Dieser Kreis wurde invertiert. Bei der Inversion erhalten wir stets aus den Größen R_n , ν_n , μ_n entsprechende neue Größen R_{n+1} , ν_{n+1} , μ_{n+1} , die durch die Beziehungen gegeben sind:¹⁾

$$\begin{aligned} R_{n+1} &= \frac{R_n}{\mu_n^2 + \nu_n^2 - R_n^2} \\ \mu_{n+1} &= \frac{\mu_n}{\mu_n^2 + \nu_n^2 - R_n^2} \\ \nu_{n+1} &= \frac{\nu_n}{\mu_n^2 + \nu_n^2 - R_n^2} \end{aligned}$$

Nach der Inversion ist also

$$\begin{aligned} R''' &= \frac{1}{2 (b_a + y_a^2 x_2')} \\ \mu''' &= \frac{1 + 2 b_a x_2'}{2 (b_a + y_a^2 x_2')} \end{aligned}$$

¹⁾ s. Wechselstromtechnik Bd. I, 2. Aufl.

$$\nu''' = \frac{2 g_a x_2'}{2 (b_a + y_a^2 x_2')}.$$

Durch Verschiebung der Koordinatenachsen um x_1 und r_1 wurde

$$\mu_1''' = \mu''' + x_1$$

$$\nu_1''' = \nu''' + r_1,$$

während

$$R_1''' = R''' \quad \text{blieb.}$$

Bei der Inversion wird der neue Nenner

$$\mu_1'''^2 + \nu_1'''^2 - R_1'''^2 = \frac{x_1 + x_2' [1 + 2 (b_a x_1 + g_a r_1) + z_1^2 y_a^2] + z_1^2 b_a}{b_a + y_a^2 x_2'}.$$

Beachten wir, daß der Ausdruck in [] Klammer nach Kap. IV S. 67 gleich C_1^2 ist, so erhalten wir als Endwerte für

$$\left. \begin{aligned} \text{den Radius } R &= \frac{1}{2 (x_1 + C_1^2 x_2' + z_1^2 b_a)} \cong \frac{1}{2 (x_1 + C_1 x_2')} C_1 \\ \text{die Abszisse } \mu &= R [1 + 2 b_a (x_2' + x_1) + 2 y_a^2 x_2' x_1] \cong R_1 + \frac{b_a}{C_1} \\ \text{die Ordinate } \nu &= 2 R (g_a x_2' + b_a r_1 + y_a^2 x_2' r_1) \cong \frac{g_a x_2' + b_a r_1 C_2}{C_1 (x_1 + C_1 x_2')} \end{aligned} \right\} (111)$$

Aus diesen Formeln ersehen wir nun folgendes: Zunächst sind alle drei Größen und damit der Kreis selbst vollständig unabhängig vom Rotorwiderstand. Der Radius hängt in erster Linie von der Stator- und Rotorreaktanz ab und dann in sehr geringem Maße noch von der Suszeptanz b_a , d. h. dem Magnetisierungsstrom und dem Statorwiderstand; das letzte Glied ($z_1^2 b_a$) im Nenner beträgt aber meist nur ca. 1 bis 2% der beiden ersten $x_1 + C_1^2 x_2'$, so daß der Kreisradius, da C_1 nahezu gleich 1 ist, fast nur von den Reaktanzen x_1 und x_2' abhängt.

Die Formel für die Abszisse μ des Kreismittelpunktes zerfällt in zwei Teile; der erste ist der Radius selbst, der zweite ist der Abstand des Kreises von der Ordinatenachse. Letzterer ist, wie zu erwarten ist, in erster Linie abhängig von der wattlosen Komponente des Magnetisierungsstromes bzw. der Suszeptanz b_a , während die Ordinate des Kreismittelpunktes ν von dem Statorwiderstand und der Statorreaktanz sowie von beiden Komponenten des Magnetisierungsstromes abhängt. ν ist im allgemeinen ein kleiner Wert.

Nachdem wir so die Lage und Größe des Kreises festgelegt haben, genügt es, um die Lage der Punkte P_a , P_k und P_∞ zu bestimmen, die Winkel zu kennen, die die Stromvektoren dieser Punkte mit den Koordinatenachsen bilden.

Für die Punkte P_a und P_k haben wir sie schon in Kap. IV kennen gelernt; es ist nämlich für P_a

$$\operatorname{tg} \varphi_{1(s=0)} = \operatorname{tg} \Theta_{a(s=0)} = \frac{b_a}{g_a}$$

und für P_k

$$\operatorname{tg} \varphi_{1(s=1)} = \operatorname{tg} (\Theta_1 + \Theta_2)_{(s=1)} = \frac{x_1 + C_1 x_2'}{r_1 + C_1 r_2'}.$$

Für den Punkt P_∞ finden wir, wenn wir in die Gl. 103a und 105a für Θ_a und $(\Theta_1 + \Theta_2)$ $s = \infty$ einsetzen,

$$\operatorname{tg} (\Theta_1 + \Theta_2)_{(s=\infty)} = \frac{x_1 + C_1 x_2'}{r_1},$$

$$\operatorname{tg} \Theta_{a(s=\infty)} = \frac{-g_a x_2'}{1 + b_a x_2'}.$$

Der Winkel Θ_a ist also negativ und, da $g_a x_2'$ etwa $1/2^\circ$ von $1 + b_a x_2'$ ist, wird $\Theta_{a(s=\infty)}$ nur etwa $20'$, so daß wir ihn gegen $(\Theta_1 + \Theta_2)$ vernachlässigen können. Hiermit wird

$$\operatorname{tg} \varphi_{1(s=\infty)} \cong \frac{x_1 + C_1 x_2'}{r_1}.$$

Wir wollen nun mit diesen Beziehungen den Einfluß der einzelnen Größen auf die Arbeitsweise des Motors untersuchen.

Einfluß von Stator- und Rotorwiderstand auf die Arbeitsweise des Motors. Wir haben gesehen, daß der Kreisradius vom Rotorwiderstand unabhängig ist und vom Statorwiderstand nur äußerst wenig beeinflusst wird und deshalb als unabhängig von beiden angesehen werden kann. Die Abszisse des Mittelpunktes μ ist ebenfalls unabhängig von beiden, während die Ordinate ν etwas größer wird, wenn r_1 wächst. Dies hat zur Folge, daß φ_{1min} , das durch die Tangente von O an den Kreis gegeben ist, mit zunehmendem r_1 etwas kleiner wird.

Die Lage der Punkte P_∞ und P_a und damit die Drehmomentlinie ist unabhängig von r_2' , und hieraus folgt zunächst, wie wir schon früher erkannt haben, daß das maximale Drehmoment ganz unabhängig vom Rotorwiderstand ist.

In Fig. 61 sind zwei Kreise K_1 und K_2 gezeichnet, und zwar ist der Statorwiderstand r_1 für K_1 größer als für K_2 .

Der Punkt P_∞ liegt um so höher, je größer r_1 ist, und es wird somit einerseits das maximale Drehmoment durch Erhöhung des Statorwiderstandes verringert, andererseits die Stabilität des Motors verkleinert, weil die Lage des Punktes U nach rechts rückt.

Die mechanische Leistung W_2' wird sowohl von Stator- wie Rotorwiderstand beeinflusst, weil, wie wir aus der Formel für

$\operatorname{tg} \varphi_{1(s=1)}$ sehen, der Punkt P_k und die Leistungslinie $\mathfrak{B}_2' = 0$ um so höher liegen, je größer r_1 und r_2' sind; durch große Widerstände wird also die maximale Leistung d. h. die Überlastungsfähigkeit des Motors verkleinert.

Da die Schlüpfungslinie durch die Lage der Drehmomentlinie und der Leistungslinie bestimmt ist, wird sie ebenfalls von den Widerständen beeinflusst. Der Statorwiderstand beeinflusst aber die gegenseitige Lage von Drehmoment- und Leistungslinie nur sehr wenig, so daß der Statorwiderstand keinen großen Einfluß auf die

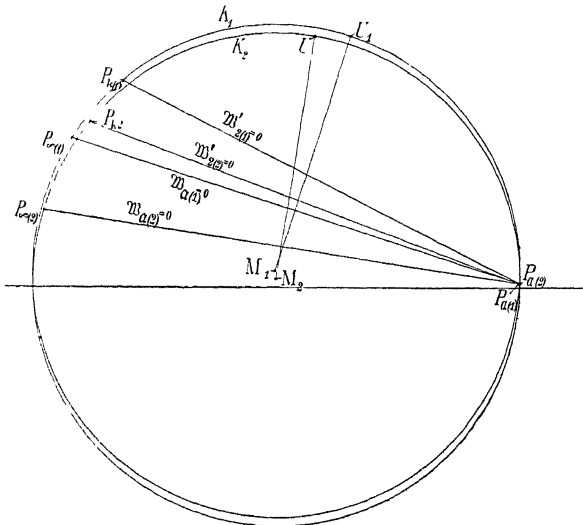


Fig. 61. Einfluß des Statorwiderstandes auf die Arbeitsweise des Asynchronmotors.

Schlüpfung für einen bestimmten Strom hat. Da aber Drehmoment und Leistung für einen bestimmten Strom mit wachsendem r_1 abnehmen, so erhält man bei größerem Statorwiderstand bei derselben Schlüpfung ein geringeres Drehmoment und geringere Leistung.

Wichtiger ist der Einfluß des Rotorwiderstandes auf die Schlüpfung und das Drehmoment. Denken wir uns r_1 konstant, aber r_2' veränderlich, so bleibt die Drehmomentlinie unverändert, während die Leistungslinie höher liegt, wenn r_2' gewachsen ist. Die Schlüpfungslinie bleibt in derselben Lage, aber sie wird verkürzt, oder, was dasselbe heißt, der gleichen Länge entspricht eine größere Schlüpfung.

In Fig. 62 ist ein Kreis mit der Drehmomentlinie $\mathfrak{B}_a = 0$, einer Leistungslinie $P_{k1}P_a$ für kleinen Rotorwiderstand und einer Leistungslinie $P_{k2}P_a$ für großen Rotorwiderstand gezeichnet. Die Schlüpfungs-

wächst. Ferner zeigt die Gleichung für μ , daß der Abstand des Kreises von der Ordinatenachse sich fast gar nicht mit den Reaktanzen ändert, und ν nimmt mit steigender Reaktanz nur wenig ab. Hingegen liegen die Punkte P_k und P_∞ um so niedriger, je größer die Reaktanz ist, während P_a auf demselben Strahl liegt.

In Fig. 63 sind zwei Kreise K_1 und K_2 für denselben Motor gezeichnet, die Reaktanz für den Kreis 2 ist aber doppelt so groß wie für Kreis 1 angenommen. Man sieht sofort, daß Drehmoment und Leistung bei Kreis 2 bedeutend kleiner werden und die kleinste Phasenverschiebung größer wird. Die maximale Stromaufnahme

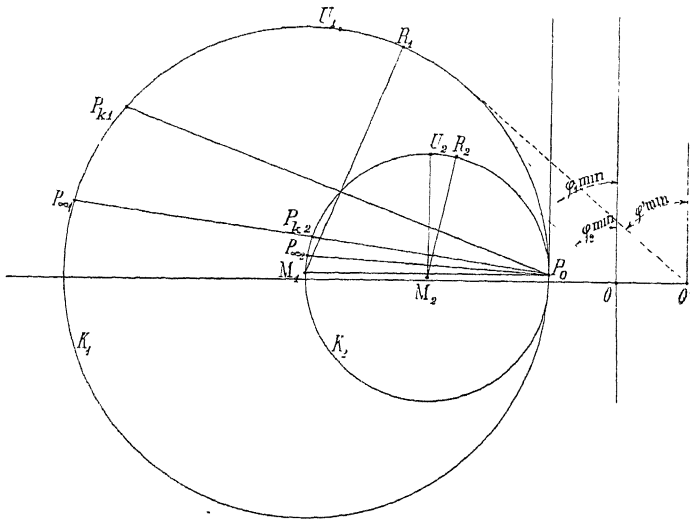


Fig. 63. Einfluß der Reaktanzen auf das Stromdiagramm.

sinkt entsprechend. Dagegen lehren die Punkte U_1 und U_2 , die die Stabilitätsgrenze bestimmen, daß bei Kreis 2 mit der größeren Reaktanz die Stabilitätsgrenze weiter hinausgerückt ist, denn der Bogen $P_0 U_2$ umspannt einen etwas größeren Winkel als $P_0 U_1$. Wir sehen also, daß eine gewisse Reaktanz günstig und für die Stabilität der Maschine von Vorteil ist, daß zu große Reaktanz jedoch die Leistungsfähigkeit bedeutend herabsetzt.

Einfluß des Magnetisierungsstromes auf die Wirkungsweise des Asynchronmotors. Wie wir schon oben sahen, hat der Magnetisierungsstrom hauptsächlich einen Einfluß auf den Abstand des Kreises von der Ordinatenachse, da dieser Abstand, wie die Gl. 111 für μ zeigt, nahezu gleich b_a ist. Mit zunehmender Suszeptanz wächst auch ν etwas ebenso wie mit zunehmender Wattkomponente des Magnetisierungsstromes.

Von den drei Punkten P_∞ , P_k und P_a wird nur der Punkt P_a durch einen vergrößerten Magnetisierungsstrom verschoben, etwa in demselben Maße wie der Kreis von der Ordinatenachse abrückt. Drehmoment und Leistung werden hierdurch nicht verändert, dagegen wird die Phasenverschiebung vergrößert. Dies geht aus Fig. 63 deutlich hervor, in der derselbe Kreis K_1 sich einmal auf einen Motor mit großem, das andere Mal mit kleinem Magnetisierungsstrom bezieht. Für den ersten gilt das Koordinatensystem mit dem Ursprung in O' , für den anderen das mit dem Ursprung O .

Geringe Phasenverschiebung erfordert daher bei einem Asynchronmotor einen möglichst kleinen Magnetisierungsstrom; ferner auch, wie wir oben gesehen haben, kleine Reaktanz.

Sechstes Kapitel.

Das Arbeitsdiagramm des mehrphasigen Induktionsmotors und seine Bestimmung aus Leerlauf- und Kurzschlußversuch.

20. Leerlauf und Kurzschlußzustand des Motors. — 21. Konstruktion des Arbeitsdiagrammes. — 22. Leistung, Wirkungsgrad, Schlupfung und Leistungsfaktor im Arbeitsdiagramm. — 23. Einfluß der Rotorhysteresis auf die Wirkungsweise des Asynchronmotors. — 24. Drehmoment im Arbeitsdiagramm. — 25. Beispiel eines Arbeitsdiagrammes.

Liegt die Aufgabe vor, die Wirkungsweise eines fertigen oder eines entworfenen Induktionsmotors zu untersuchen, so wäre es einerseits zu umständlich, das Kreisdiagramm in jedem besonderen Falle durch Inversion abzuleiten, andererseits ist es auch nicht möglich, die sechs Konstanten an dem fertigen Motor einzeln experimentell zu ermitteln.

Da der Belastungszustand einer Maschine sich allgemein durch Superposition des Zustandes bei Leerlauf und des Zustandes bei Kurzschluß ergibt, so kann man, wie J. L. la Cour gezeigt hat,¹⁾ von diesem Prinzip bei dem Entwurf des Diagrammes der Asynchronmaschine Gebrauch machen und es aus dem Leerlauf- und dem Kurzschlußzustand bestimmen.

Das so erhaltene Diagramm wird als Arbeitsdiagramm bezeichnet.

20. Leerlauf- und Kurzschlußzustand des Motors.

Bei Leerlauf läuft der Asynchronmotor nahezu synchron. Er nimmt bei der Klemmenspannung P_1 einen Strom J_0 auf, dessen wattlose Komponente

$$J_{0wl} = J_0 \sin \varphi_0$$

den magnetisierenden Amperewindungen für den Hauptkraftfluß Φ entspricht und nach Kap. III berechnet wird. Da der Leerlaufstrom nur ein kleiner Teil des Belastungsstromes der Maschine ist, ist

¹⁾ Zeitschrift f. El. Wien 1904.

sein Spannungsabfall sehr klein, und es ist die induzierte EMK E_1 bei Leerlauf nur um etwa 3—5% kleiner als die Klemmenspannung.

Die Wattkomponente des Leerlaufstromes

$$J_{0w} = J_0 \cos \varphi_0$$

entspricht der bei Leerlauf zugeführten Leistung

$$W_0 = m_1 P_1 J_0 \cos \varphi_0.$$

Diese deckt die Eisenverluste, die Reibungsverluste und einen sehr kleinen Betrag von Stromwärmeverlusten im Stator.

Läßt man den Motor bei verschiedenen Spannungen leerlaufen und trägt den Leerlaufstrom J_0 als Funktion der Spannung auf, so ergibt sich die Leerlaufcharakteristik der Maschine (Fig. 64). In derselben Figur ist auch die Leistungsaufnahme bei Leerlauf W_0 als Funktion der Spannung P_1 aufgetragen.

Führt man bei Stillstand dem Stator eine solche Klemmenspannung P_k zu, daß der Strom J'_k gleich dem vollen Belastungsstrom ist, so wird der Kraftfluß der Asynchronmaschine nur gleich der Summe der Streuflüsse von Stator und Rotor. Daher ist die wattlose Komponente der Klemmenspannung bei Kurzschluß gleich der Summe der Reaktanzspannungen der Stator- und Rotorwicklung.

$$P_k \sin \varphi_k = J'_k x_k.$$

Die Wattkomponente der Klemmenspannung entspricht der bei Kurzschluß zugeführten Leistung

$$W_k = m_1 J'_k P_k \cos \varphi_k,$$

die die Stator- und Rotorstromwärmeverluste und die durch die Streufelder erzeugten Wirbelstromverluste zu decken hat. Daher ist

$$P_k \cos \varphi_k = J'_k r_k,$$

worin r_k der effektive Kurzschlußwiderstand ist.

Da die Leitfähigkeit der Streuflüsse sich mit der gegenseitigen Lage der Stator- und Rotornuten und Wicklungen etwas ändert

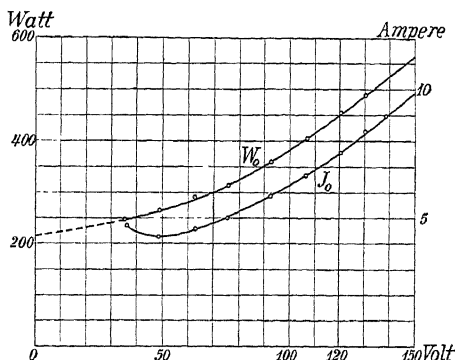


Fig. 64. Strom und Leistungsaufnahme bei Leerlauf als Funktion der Spannung.

(s. Kap. X), ist es nötig, bei der Messung einen Mittelwert aus verschiedenen Stellungen zu nehmen. Am einfachsten verfährt man

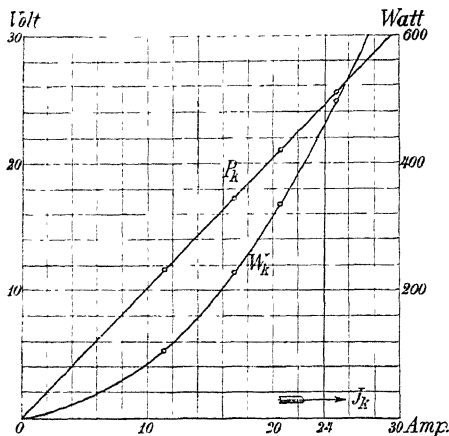


Fig. 65. Spannung und Leistungsaufnahme bei Kurzschluß als Funktion des Stromes.

so, daß man den Rotor in der einen oder anderen Richtung antreibt und die bei konstantem Strom abgelesenen Werte von Kurzschlußspannung P_k und Leistungsaufnahme bei Kurzschluß W_k als Funktion der Umdrehungszahl n aufträgt. Der Schnittpunkt mit der Ordinate bei $n=0$ ergibt dann die Mittelwerte bei Stillstand.

Trägt man P_k als Funktion des Kurzschlußstromes auf, so erhält man die Kurzschlußcharakteristik

der Maschine (Fig. 65), welche nahezu nach einer Geraden verläuft. In derselben Figur ist auch die Leistungsaufnahme W_k als Funktion des Stromes aufgetragen.

21. Konstruktion des Arbeitsdiagrammes.

Hat man den Leerlaufstrom und den Kurzschlußstrom durch Messung oder Berechnung ermittelt und die Leistungsaufnahme bei Leerlauf W_0 und bei Kurzschluß W_k bestimmt, so lassen sich Leerlauf- und Kurzschlußstrom nach Größe und Phase in das Diagramm eintragen (Fig. 66). Es ist

$$\cos \varphi_0 = \frac{W_0}{m_1 P_1 J_0},$$

$$\cos \varphi_k = \frac{W_k}{m_1 P_k J'_k}.$$

Das Diagramm gilt für konstante Klemmenspannung P_1 , wir haben daher als Kurzschlußstrom den im Verhältnis $\frac{P_1}{P_k}$ vergrößerten Strom

$$J_k = J'_k \frac{P_1}{P_k}$$

einzuführen, wobei man annimmt, daß $\cos \varphi_k$ konstant bleibt. Trifft diese Annahme auch nicht genau zu, weil die Streufelder sich mit

wachsendem Strom durch Sättigung etwas ändern, so ist es doch erforderlich, den so berechneten Strom einzusetzen, weil das Diagramm in erster Linie die Wirkungsweise bei Belastung mit dem vollen Strom darstellen soll, den wir daher der Messung zugrunde legen.

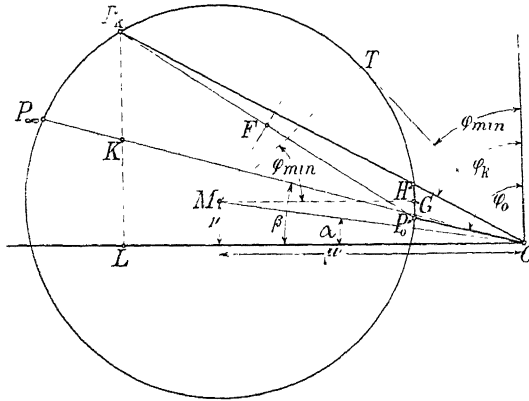


Fig. 66.

Als ersten Ort für den Mittelpunkt M des Kreises erhält man die Mittelsenkrechte \overline{FM} auf der Sehne durch die Punkte P_k und P_0 (Fig. 66); als zweiten Ort kann man den Winkel α berechnen, den die Zentrale \overline{OM} mit der Abszissenachse bildet. Es ergibt sich unter der Annahme, daß

$$r_1 \cong r_2' \cong \frac{r_k}{2} \text{ und}$$

$$x_1 \cong x_2' \cong \frac{x_k}{2} \text{ ist,}$$

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{J_{0w} \sin \varphi_k + J_{0wl} \cos \varphi_k}{J_k + J_{0wl} \sin \varphi_k - J_{0w} \cos \varphi_k} \quad . \quad . \quad (112)^1$$

Am einfachsten wird die Ordinate des Mittelpunktes graphisch ermittelt, wie in WT. Bd. I allgemein gezeigt ist. Wenn man wieder annimmt, daß die Widerstände und Reaktanzen des Stators und Rotors nahezu gleich groß sind, liegt der Mittelpunkt M auf einer Parallelen \overline{GM} zur Abszissenachse. Diese Parallele wird gefunden, indem man eine Ordinate durch P_0 zieht und den Abschnitt, der zwischen P_0 und dem Schnittpunkt H der Ordinate mit dem Strahl OP_k liegt, halbiert. Die Parallele geht durch den Halbierungspunkt G .

¹⁾ s. J. L. la Cour, Leerlauf und Kurzschluß, ebenso bezügl. Gl. 112a.

Der Punkt P_x , der der Schlüpfung $s = \infty$ entspricht, kann nun mittels des Winkels ermittelt werden, den der Vektor \vec{OP}_∞ mit der Abszissenachse bildet. Dieser Winkel kann wieder berechnet oder graphisch ermittelt werden. Es ergibt sich unter denselben Annahmen wie oben

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{\frac{1}{2} J_{kw} + \frac{1}{2} J_{0w} \sin^2 \varphi_k}{J_{kw} l} \cdot \cdot \cdot \cdot \quad (112a)$$

Da das zweite Glied im Zähler sehr klein gegenüber dem ersten ist, ergibt sich die graphische Konstruktion dadurch, daß man die Ordinate $\overline{P_k L}$ des Kurzschlußpunktes halbiert und den Halbierungspunkt K mit O verbindet. Dies geht auch aus Gl. 107a S. 75 hervor, denn für $s = \infty$ wird, da $x_1 + C_1 x_2' = x_k$ ist,

$$\operatorname{tg} \varphi_{(s=\infty)} = \frac{x_k}{r_1},$$

$$\operatorname{tg} \beta = \cotg \varphi_{(s=\infty)} = \frac{r_1}{x_k} = \frac{\frac{1}{2} r_k}{x_k},$$

während für Kurzschluß

$$\operatorname{tg} \varphi_k = \frac{x_k}{r_k}$$

ist.

Der synchrone Punkt P_a liegt etwas niedriger als der Leerlaufpunkt P_0 , und zwar entspricht der Unterschied der Ordinaten von P_a und P_0 den mechanischen Verlusten im Strommaßstab

$$\frac{V_e}{m_1 P_1}.$$

Wir werden später sehen, daß der synchrone Punkt experimentell nicht eindeutig aufgenommen werden kann; ebenso würde es, wie in Kap. X gezeigt wird, nicht richtig sein, den Leerlaufstrom bei geöffnetem Rotor zu messen.

22. Leistung, Wirkungsgrad, Schlüpfung und Leistungsfaktor im Arbeitsdiagramm.

In Fig. 67 ist ein vollständiges Arbeitsdiagramm gezeichnet. Die Linie der primären Leistung $\Re_1 = 0$ ist wieder die Abszissenachse.

Da wir die gesamten Verluste in die Leerlaufverluste und die Kurzschlußverluste zerlegt haben, werden wir auch entsprechende Verlustlinien anwenden.

In dem Dreieck OPP_k stellt, wenn wir alle Seiten mit z_k multiplizieren, im Spannungsmaßstab

$\overline{OP_k} = P_1$, die Klemmenspannung,

$\overline{OP} = J_1 z_k$ die Impedanzspannung und

$$\overline{P_k P} = \frac{P_2}{C_2}$$

ein Maß für die der Nutzleistung entsprechende sekundäre Spannung P_2 dar. Daher ist der Kurzschlußverlust V_k dargestellt durch

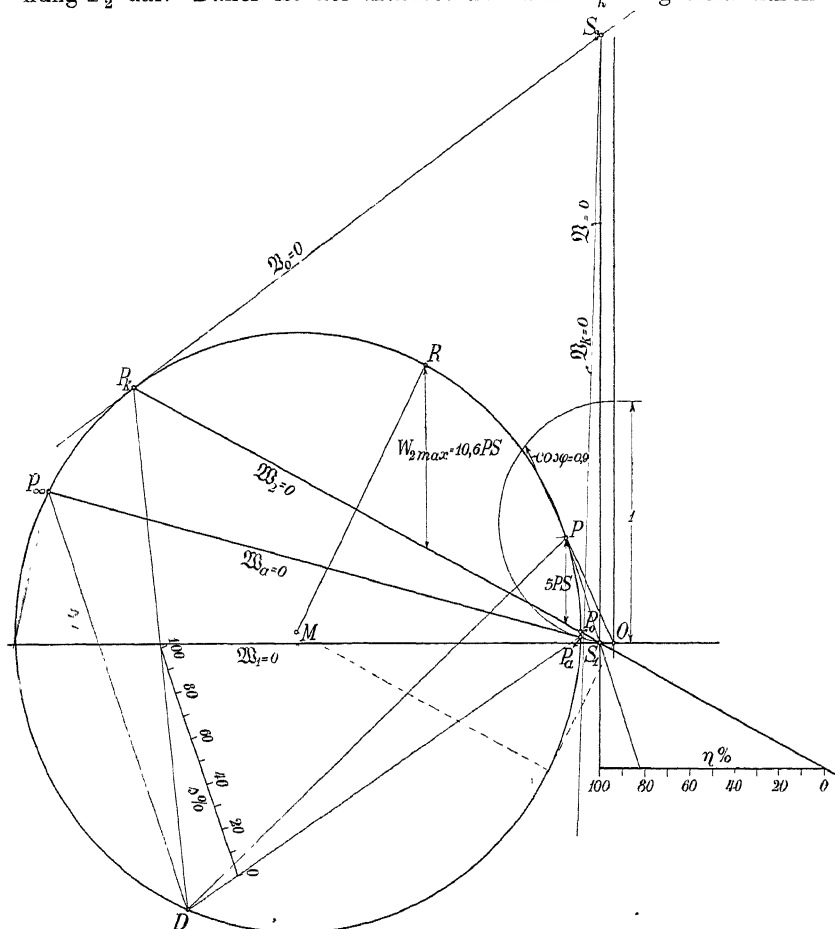


Fig. 67. Vollständiges Arbeitsdiagramm eines dreiphasigen Induktionsmotors.

den Abstand eines Kreispunktes P von der Halbpolaren $\Re_k = 0$ des Koordinatenanfangspunktes O in bezug auf den Kreis, und der Leerlaufverlust V_0 ist proportional dem Abstand des Kreispunktes von der Tangente in P_k

$$\Re_0 = 0.$$

Die Linie der Nutzleistung

$$\mathfrak{B}_2 = 0$$

ist die Verbindungslinie von P_k und P_0 , während die Linie der Gesamtverluste

$$\mathfrak{B} = 0$$

durch den Schnittpunkt S_2 der Verlustlinien $\mathfrak{B}_k = 0$ und $\mathfrak{B}_0 = 0$ und durch den Schnittpunkt S_1 der Leistungslinien $\mathfrak{B}_1 = 0$ und $\mathfrak{B}_2 = 0$ geht.

Um den Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{W_2}{W_1}$$

zu bestimmen, teilt man daher den Abschnitt einer Parallelen zu $\mathfrak{B}_1 = 0$ zwischen $\mathfrak{B}_2 = 0$ und $\mathfrak{B} = 0$ in 100 Teile; ein Strahl von P durch S_1 schneidet diese Linie in einem Punkte, der direkt den prozentualen Wirkungsgrad angibt.

Für die Schlüpfung läßt sich nun, genau wie in Kap. V, ein Strahlenbündel konstruieren, dessen Scheitel auf dem Kreise liegt. Wählt man als Scheitel z. B. den Punkt D und legt die Schlüpfungslinie parallel zur Sehne $\overline{DP_\infty}$, so ist ihr Abschnitt zwischen $\overline{DP_a}$ und $\overline{DP_k}$ in 100 Teile zu teilen. Ein Strahl von D nach einem Kreispunkt P teilt diese Linie in einem Punkt, der direkt die prozentuale Schlüpfung angibt (Fig. 67).

Der größte Leistungsfaktor ergibt sich für die Tangente \overline{OT} an den Kreis (Fig. 66). φ_{min} ist die Differenz zwischen den Winkeln TMO und α , und der \cos der Differenz dieser Winkel berechnet sich zu

$$\cos(\varphi_{min}) = (\cos \varphi)_{max} = \frac{\mu \overline{MT} + \nu \overline{OT}}{\mu^2 + \nu^2},$$

worin μ die Abszisse und ν die Ordinate des Kreismittelpunktes ist. Es ergibt sich ferner

$$\mu = \frac{J_k - J_0 \cos(\varphi_0 + \varphi_k)}{2 \sin \varphi_k}$$

$$\nu = \frac{J_0 \sin(\varphi_0 + \varphi_k)}{2 \sin \varphi_k}$$

$$J_{(\cos \varphi = max)} = \overline{OT} = \sqrt{\frac{J_k}{\sin \varphi_k} J_0 \sin \varphi_0}$$

$$\overline{MT} \simeq \frac{J_k - J_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_k)}{2 \sin \varphi_k}.$$

Ist die Ordinate des Kreismittelpunktes ν klein, was der Fall ist, wenn $\cos \varphi_k$ klein ist, so darf $\nu \overline{OT}$ vernachlässigt werden, und es ist angenähert

$$(\cos \varphi)_{max} \simeq \frac{\overline{MT}}{\mu} \simeq \frac{\frac{J_k}{\sin \varphi_k} - J_0 \sin \varphi_0}{\frac{J_k}{\sin \varphi_k} + J_0 \sin \varphi_0}.$$

$J_0 \sin \varphi_0 = J_{0wl}$ ist die wattlose Komponente des Leerlaufstromes, und $\frac{J_k}{\sin \varphi_k}$ ein Kurzschlußstrom, den wir erhalten würden, wenn $r_k = 0$ oder $\varphi_k = 90^\circ$ wäre. Wir bezeichnen ihn als ideellen Kurzschlußstrom $J_{ki} = \frac{P}{x_k}$. Es wird dann

$$(\cos \varphi)_{max} = \frac{J_{ki} - J_{0wl}}{J_{ki} + J_{0wl}} \quad . \quad . \quad . \quad (113)$$

Ist $\cos \varphi_k$ groß, so ergibt diese Gleichung, die mit Gl. 108 in Seite 76 übereinstimmt, etwas zu kleine Werte, und zwar bis zu etwa 3 %_. In diesem Fall wird unter Berücksichtigung des zweiten Gliedes $\nu \overline{OT}$ sehr angenähert

$$(\cos \varphi)_{max} = \frac{\frac{J_k}{\sin \varphi_k} - J_0 \sin \varphi_0 + 2J_0 \cos \varphi_k \sqrt{\frac{J_0 \sin \varphi_0}{J_k \sin \varphi_k}}}{\frac{J_k}{\sin \varphi_k} + J_0 \sin \varphi_0}$$

oder

$$(\cos \varphi)_{max} = \frac{\frac{J_k}{\sin \varphi_k} - J_{0wl} + 2J_0 \cos \varphi_k \sqrt{\frac{J_{0wl}}{J_{kwl}}}}{\frac{J_k}{\sin \varphi_k} + J_{0wl}}. \quad (114)$$

Da die Tangente an den Kreis \overline{OT}

$$\overline{OT} = J_{(\cos \varphi = max)} = \sqrt{\frac{J_k}{\sin \varphi_k} J_0 \sin \varphi_0}$$

ist, ergibt sich als Bedingung dafür, daß der Motor bei Vollast seinen höchsten Leistungsfaktor hat,

$$J_v = J_{(\cos \varphi = max)},$$

worin J_v der Strom bei Vollast ist. Daher ist also

$$J_v^2 = \frac{J_k}{\sin \varphi_k} J_{0wl}$$

oder, da

$$\frac{J_k}{\sin \varphi_k} = \frac{P_1}{x_k}$$

ist,

$$\frac{J_r x_k}{P_1} = \frac{J_{0wr}}{J_e} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (115)$$

d. h., um für die normale Stromstärke den maximalen Leistungsfaktor zu erhalten, soll die Kurzschlußreaktanz des normalen Stromes eben so viel Prozent von der gesamten Klemmenspannung pro Phase betragen wie der wattlose Leerlaufstrom vom Vollaststrom.

Ebenso wie in Kap. IV haben wir auch hier für den größten Wirkungsgrad die Bedingung, daß die Leerlaufverluste gleich den Kurzschlußverlusten sind, oder

$$J_v^2 r_k = P_1 J_{0wr}.$$

Damit der größte Wirkungsgrad bei der vollen Belastung auftritt, muß daher

$$\frac{J_v r_k}{P_1} = \frac{J_{0wr}}{J_v}$$

sein. Fassen wir diese Bedingung zusammen mit der in Gl. 115 für den größten Leistungsfaktor, so ergibt sich als weitere Forderung, damit größter Leistungsfaktor und größter Wirkungsgrad bei Vollast zusammenfallen, daß

$$\frac{r_k}{x_k} = \frac{J_{0wr}}{J_{0wl}} \text{ ist,} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (116)$$

d. h. es soll möglichst $\cos \varphi_k = \cos \varphi_0$ sein.

Die maximale Leistung ergibt sich für den Punkt R des Diagramms (Fig. 67), in dem die Senkrechte von M auf die Leistungslinie $\mathfrak{B}_2 = 0$ den Kreis schneidet. Der zur Ordinatenachse parallele Abstand des Punktes R von der Geraden $\mathfrak{B}_2 = 0$ ist angenähert

$$\overline{MR} \left(\frac{1 - \cos \varphi_k}{\sin \varphi_k} \right),$$

oder, da der Kreisradius nach S. 106

$$\overline{MR} \simeq \frac{J_k - J_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_k)}{2 \sin \varphi_k}$$

ist, wird die maximale Leistung des Motors

$$\begin{aligned} W_{2max} &= m_1 P_1 \frac{J_k - J_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_k)}{2 \sin^2 \varphi_k} (1 - \cos \varphi_k) \\ &= m_1 P_1 \frac{J_k - J_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_k)}{2(1 + \cos \varphi_k)} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (117a) \end{aligned}$$

oder mit großer Annäherung

$$W_{2max} = m_1 P_1 \frac{J_k - J_0}{2(1 + \cos \varphi_k)} \quad . \quad . \quad . \quad (117b)$$

23. Einfluß der Rotorhysteresis auf die Wirkungsweise des Asynchronmotors.

Da die Grundwelle des Feldes gegen die Grundwelle der MMK um den Winkel der magnetischen Hysteresis verzögert ist, ist auch der Rotormagnetismus gegen die resultierende MMK um $\left(\frac{\pi}{2} - \psi_a\right)$ verzögert, und es besteht ein Drehmoment zwischen der MMK-Welle und dem Rotormagnetismus, das proportional ist dem Produkt aus resultierender MMK \times Kraftfluß $\times \sin\left(\frac{\pi}{2} - \psi_a\right)$ (s. Kap. II).

Dieses Drehmoment wird als Hysteresisdrehmoment ϑ_{hr} bezeichnet. Seine Größe ist ganz unabhängig davon, ob der Rotor sich dreht oder nicht, da der Hysteresiswinkel von der Zahl der Ummagnetisierungen unabhängig ist.

Die Richtung des Hysteresisdrehmomentes ist stets die Richtung der relativen Geschwindigkeit zwischen dem Rotor und der MMK-Welle; d. h. läuft der Rotor langsamer als die MMK-Welle bzw. das Grundfeld (untersynchron), so wirkt das Drehmoment motorisch, läuft der Rotor schneller als das Grundfeld (übersynchron), so wirkt das Hysteresismoment generatorisch.

Dem Hysteresismoment entspricht eine Leistung, die in synchronen Watt

$$W_{hr} = \vartheta_{hr} \frac{2\pi c_1}{p} = \vartheta_{hr} \omega_1$$

ist. Diese Leistung wird solange das Drehmoment motorisch wirkt, d. h. bei Untersynchronismus, vom Drehfeld auf den Rotor übertragen und daher dem Stator aus dem Netz als elektrische Leistung zugeführt. Ist das Drehmoment generatorisch (bei Übersynchronismus), so muß die Leistung W_{hr} dem Rotor mechanisch zugeführt werden.

Nun geht von der Leistung W_{hr} nur ein Teil entsprechend der Schlüpfung als Hysteresisverlust im Rotor verloren

$$\left. \begin{array}{l} V_{hr} = s W_{hr}, \\ (1-s) W_{hr} \end{array} \right\} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (118)$$

wird bei Untersynchronismus vom Rotor an die Welle als mecha-

nische Leistung abgegeben, bei Übersynchronismus vom Rotor auf das Drehfeld und von diesem auf den Stator übertragen.

Beobachtet man, wie Dr. Th. Lehmann gezeigt hat,¹⁾ bei geöffneter Rotorwicklung und konstanter MMK die Leistungsaufnahme des Stators, während der Rotor erst etwas langsamer, dann etwas schneller als synchron angetrieben wird, so nimmt die dem Statorstrom zugeführte Leistung beim Durchgang durch Synchronismus plötzlich um einen bestimmten Betrag ab. Dieser Betrag ist nach obigem doppelt so groß wie das Hysteresisdrehmoment in synchronen Watt. Die dem Rotor mechanisch zugeführte Leistung ändert sich hierbei um denselben Betrag im umgekehrten Sinne.

Bei Synchronismus selbst kann je nach der Stellung des Rotors gegenüber dem Feld das Drehmoment alle möglichen Werte zwischen $+W_{hr}$ und $-W_{hr}$ annehmen.

Von dieser Erscheinung macht man bei der Trennung der Verluste Gebrauch (s. Kap. XIV).

Hieraus ergibt sich zunächst, daß bei kleinen Belastungen das Drehmoment des Rotors nicht, wie häufig angenommen wird, proportional der Schlüpfung ist; nur das Drehmoment der Rotorströme kann hierbei proportional mit der Schlüpfung angenommen werden, und zu ihm addiert sich noch das konstante Hysteresisdrehmoment.

24. Drehmoment im Arbeitsdiagramm.

Die Drehmomentlinie $\mathfrak{M}_a = 0$ geht durch P_∞ und P_a (Fig. 67).

Um das Hysteresisdrehmoment zu berücksichtigen, kann man angenähert die Ordinate des Punktes P_a halbieren und eine Parallele zu $\overline{P_a P_\infty}$ ziehen. Diese Konstruktion beruht auf der Annahme, daß das Hysteresisdrehmoment des Rotors etwa halb so groß ist wie der Eisenverlust bei Leerlauf und daß das Hysteresisdrehmoment d. h. der Kraftfluß konstant ist. Diese Vereinfachungen sind zulässig, weil das Hysteresisdrehmoment klein ist. Meist kann es ganz vernachlässigt werden.

25. Beispiel eines Arbeitsdiagrammes.

An einem 6poligen Motor für 5 PS bei 120 Volt und 50 Perioden der Ges. f. elektr. Ind. wurde durch Leerlauf- und Kurzschlußversuch im E. T. I. Karlsruhe das Arbeitsdiagramm Fig. 67 aufgenommen.

Für diesen Motor gelten die Leerlaufcharakteristik (Fig. 64) und die Kurzschlußcharakteristik (Fig. 65). Für $J_k' = 24$ Ampere

¹⁾ ETZ 1903 S. 735.

ist $P_k = 24,5$ Volt und $W_k = 458$ Watt. Ferner ist $J_0 = 7,5$ Amp., $W_0 = 450$ Watt. Hieraus ergibt sich der Kurzschlußstrom

$$J_k = 24 \frac{120}{24,5} = 117,5 \text{ Ampere, } \cos \varphi_k = \frac{458}{\sqrt{3} \cdot 24 \cdot 24,5} = 0,451$$

und

$$\cos \varphi_0 = \frac{450}{\sqrt{3} \cdot 120 \cdot 7,5} = 0,289.$$

Um den Punkt P_a zu erhalten, wurde die Ordinate von P_0 um die mechanischen Verluste im Strommaßstab verkleinert.

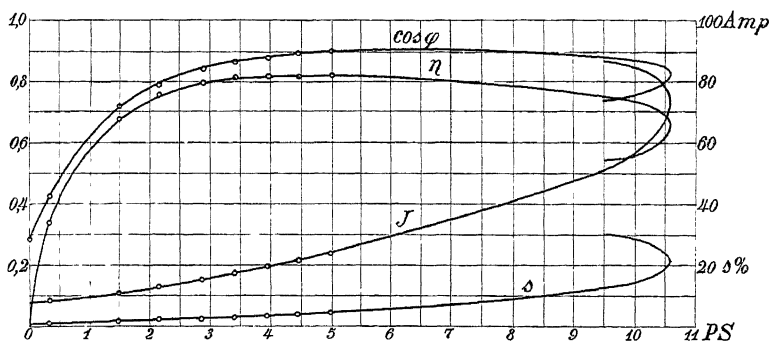


Fig. 68. Arbeitskurven des dreiphasigen Induktionsmotors.

Fig. 68 stellt den Strom, Leistungsfaktor, Wirkungsgrad und die Schlüpfung als Funktion der Nutzleistung in PS nach dem Diagramm dar, und die eingetragenen Punkte bezeichnen die bei der Bremsung erhaltenen Werte.

Die maximale Leistung findet sich nach Gl. 115a

$$W_{2max} = 3 \cdot 69,3 \frac{117,6 - 7,5}{2(1 + 0,451)} = 7,88 \text{ KW} = 10,7 \text{ PS,}$$

während der genaue Wert aus dem Diagramm¹⁾ 10,6 PS ist.

Nach Gl. 114 wird

$$(\cos \varphi)_{max} = \frac{\frac{117,5}{0,892} - 7,5 \cdot 0,957 + 2 \cdot 7,5 \cdot 0,289 \sqrt{\frac{7,5 \cdot 0,957}{117,5 \cdot 0,892}}}{\frac{117,5}{0,892} + 7,5 \cdot 0,957} = 0,906;$$

nach dem Diagramm ist

$$(\cos \varphi)_{max} = 0,908;$$

nach der angenäherten Formel 113 wird

$$(\cos \varphi)_{max} = 0,897.$$

¹⁾ Siehe Fußnote S. 88.

Siebentes Kapitel.

Theorie und Arbeitsdiagramm des einphasigen Induktionsmotors. I.

26. Theorie der Zerlegung des Wechselfeldes eines einphasigen Induktionsmotors in zwei Drehfelder. — 27. Spannungsdiagramm eines einphasigen Induktionsmotors. — 28. Strome, Drehmoment und Leistung eines einphasigen Induktionsmotors. — 29. Das resultierende Drehfeld eines einphasigen Induktionsmotors. — 30. Stromdiagramm des einphasigen Induktionsmotors.

26. Theorie der Zerlegung des Wechselfeldes eines einphasigen Induktionsmotors in zwei Drehfelder.

Man kann einen einphasigen Induktionsmotor aus einem mehrphasigen, z. B. einem dreiphasigen, erhalten, indem man die Zuleitung zu einer der drei Statorphasen unterbricht. Die beiden anderen Phasen bilden dann hintereinander geschaltet eine Einphasenwicklung, und ihr Strom erzeugt ein im Raum stillstehendes pulsierendes Feld.

War der Motor im Lauf, so wird er auch nach Unterbrechung der einen Phase weiter laufen und Arbeit leisten. Denn obwohl der Stator nur ein Wechselfeld erzeugen kann, hält der rotierende Rotor das Drehfeld aufrecht. Die kurzgeschlossenen Rotorwindungen widersetzen sich jeder Änderung sei es des Feldes, sei es der relativen Lage des Feldes zum Rotor, weil diese Änderungen Kurzschlußströme hervorrufen, die das Feld und seine Lage zum Rotor konstant zu halten streben. Daher bildet sich die MMK des rotierenden Rotors so aus, daß sie mit der des Stators zusammen ein nahezu symmetrisches Drehfeld ergibt, mit dem der Rotor fast synchron rotiert.

Steht der Rotor dagegen bei Unterbrechung der einen Statorphase still, so wird kein Drehfeld erzeugt. Stator und Rotor magnetisieren jetzt in derselben Richtung, sie erzeugen zusammen ein Wechselfeld, und es wird kein Drehmoment auf den Rotor ausgeübt.

Der einphasige Induktionsmotor unterscheidet sich von dem mehrphasigen also wesentlich dadurch, daß er bei Stillstand kein Drehfeld besitzt, daß sich aber beim Lauf ein solches ausbildet.

Zur Erklärung der Entstehung des Drehfeldes beim einphasigen Induktionsmotor und der Wirkungsweise des Einphasenmotors gibt es mehrere Wege.

Wir gehen zunächst von der Auffassung aus, die sich unmittelbar an die Theorie des mehrphasigen Motors anschließt und darin besteht, daß wir uns das Wechselfeld des Stators in zwei in entgegengesetztem Sinne rotierende Drehfelder zerlegt denken¹⁾, von denen jedes die halbe Amplitude des Wechselfeldes besitzt (s. W. T. Bd. III, S. 27 und 299). Hierzu zerlegt man zweckmäßig die einphasige Statorwicklung in zwei Mehrphasenwicklungen, deren Drehfelder in entgegengesetztem Sinne rotieren.²⁾ Diese beiden gedachten Wicklungen schaltet man hintereinander, denn dann wird ihre resultierende MMK gleich der MMK der Einphasenwicklung, wenn sie pro Phase die halbe Windungszahl der Einphasenwicklung erhalten.

In Fig. 69 sind die beiden Phasen einer Zweiphasenwicklung schematisch dargestellt. Jede Phase besteht aus zwei Hälften Ia Ib und IIa IIb. Die beiden Hälften jeder Phase sind so hintereinandergeschaltet zu denken, daß sie sich bei Phase I unterstützen, bei Phase II aufheben.

Wenn nun Ia und IIa zusammen ein rechtsdrehendes Feld erzeugen, so erzeugen Ib und IIb ein linksdrehendes. Das resultierende Feld ist das Wechselfeld, das die beiden Teile der Phase I allein erzeugen würden; seine Amplitude ist doppelt so groß wie die eines der beiden Drehfelder.

Sollen die beiden gedachten Drehfelder wirklich entstehen können, so müßten wir die Wicklungen a von b trennen und auf zwei Statoren verteilen. Die von beiden Feldern induzierten EMKe würden wir dann in einer Wicklung erhalten, die auf beide Statoren verteilt ist oder auf einem Rotor liegt, der zu beiden Statoren gehört.

Die EMKe in den gegeneinander geschalteten Windungen der Phase II in Fig. 69 heben sich auf, in den gleichsinnig geschalteten Windungen der Phase I addieren sie sich, ihre Summe ist gleich der EMK der Einphasenwicklung I. Es sind also sowohl nach außen in bezug auf die MMKe wie nach innen in bezug auf die EMKe die beiden in Serie geschalteten

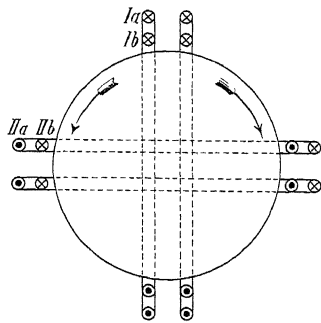


Fig. 69. Zerlegung der einphasigen Statorwicklung in zwei Mehrphasenwicklungen.

¹⁾ nach E. Arnold, Zeitschr. f. El., Wien 1894.

²⁾ nach dem Vorgange von F. Eichberg, El. Zeitschr. 1900.

Mehrphasenwicklungen der Einphasenwicklung vollständig äquivalent. Deswegen kann man infolge des Gesetzes der Superposition die Einphasenwicklung ersetzen durch die beiden in Serie geschalteten Mehrphasenwicklungen, ohne daß an dem Verhalten der Maschine sich etwas ändert.

Jedes von den beiden Mehrphasenwicklungen erzeugte Drehfeld übt auf den Rotor ein Drehmoment aus, das eine wirkt jedoch nach rechts, das andere nach links. Sind sie gleich groß, wie z. B. bei Stillstand, so ist das resultierende Drehmoment Null. Dreht man den Motor in einer Richtung an, z. B. nach rechts, so wirkt das vom rechtsdrehenden Feld auf den Rotor ausgeübte Drehmoment treibend im Sinne dieser Drehung, das andere bremsend, und der Motor kann erst dann von selbst weiter laufen, wenn das treibende Moment das bremsende überwiegt. Bei einer Schlüpfung s des Rotors gegenüber dem rechtsdrehenden Feld hat er gegenüber dem linksdrehenden Feld eine Schlüpfung $(2-s)$. Hätte man beim Andrehen die Drehrichtung des Rotors vertauscht, z. B. Linksdrehung angenommen, so hätten die beiden Drehfelder nur ihre Rolle gegenüber dem Rotor vertauscht, das linksdrehende Feld übt das antreibende, das rechtsdrehende das bremsende Moment aus. Der Motor muß sich also bei Rechts- und Linksdrehung genau gleich verhalten, seine Drehrichtung beim Lauf hängt nur davon ab, in welcher Richtung er angedreht worden ist.

Wir werden daher im folgenden nicht mehr von einem links- und einem rechtsdrehenden Felde sprechen, sondern von einem gleichsinnig (mit dem Rotor) und einem invers rotierenden Felde.

Um nun die Wirkungsweise des Motors, d. h. sein Drehmoment bei beliebiger Geschwindigkeit zu untersuchen, müssen wir zuerst die Größe der beiden Drehfelder ermitteln. Wir haben gesehen, daß sie bei Stillstand gleich groß sind, d. h. daß nur ein Wechselfeld besteht, während wir schon auf S. 112 fanden, daß beim Lauf ein unvollkommenes Drehfeld besteht, was bedeutet, daß das invers rotierende Feld fast vernichtet, das gleichsinnig rotierende aber um so größer ist. Die beiden Felder ändern sich daher mit der Geschwindigkeit.

Anstatt die Größe der Felder zu ermitteln, können wir auch die von ihnen in der Statorwicklung induzierten EMKe untersuchen, die den Feldern proportional sind. Diese Aufgabe läßt sich am besten graphisch mittels der für den mehrphasigen Motor bekannten Beziehungen lösen, wie im folgenden Abschnitt gezeigt werden soll.

27. Spannungsdiagramm eines einphasigen Induktionsmotors.

Wir nehmen zunächst wieder konstanten Hauptkraftfluß an, d. h. es ist die resultierende EMK in der einphasigen Statorwicklung konstant. In den beiden hintereinander geschaltet gedachten Mehrphasenwicklungen fließt derselbe Strom, die gesamte konstante EMK verteilt sich aber auf sie nicht zu gleichen Teilen, sondern im Verhältnis ihrer Impedanzen. Diese sind bei gleicher Windungszahl der Mehrphasenwicklungen verschieden, weil der Rotor gegenüber den beiden Drehfeldern verschiedene Schlüpfungen hat.

Die induzierten EMKe E_I und E_{II} verhalten sich auch wie die Felder, somit geben uns die Impedanzen ein Maß für die Größe der beiden Drehfelder.

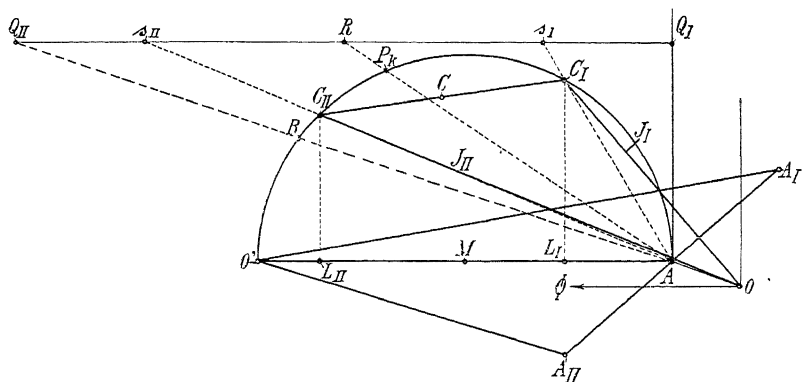


Fig. 70. Konstruktion des Spannungsdiagrammes.

Das Verhältnis der Impedanzen ergibt sich aus dem Spannungsdiagramm des Mehrphasenmotors (s. Fig. 48 S. 64), das der Fig. 70 zugrunde gelegt ist. In diesem stellen die Vektoren von O nach dem Kreis die Ströme des Mehrphasenmotors bei konstanter induzierter EMK dar. Für einen Strom \overline{OC}_I ist

$$\frac{s_I Q_I}{R Q_I} = s$$

die Schlüpfung.

Hätten die beiden gedachten Mehrphasenwicklungen des Einphasenmotors dieselbe und konstante EMK, so würden $\overline{OC_I}$ und $\overline{OC_{II}}$ ihre Ströme bei derselben Rotorgeschwindigkeit sein, wobei also der Rotor gegen das gleichsinnige Drehfeld die Schlüpfung s , gegen das inverse die Schlüpfung $2 - s$ hat. Ist $\overline{R s_I} = \overline{R s_{II}}$ und $\overline{Q_{II} R} = \overline{Q_I R}$, so ist

$$\frac{\overline{s_{II}Q_I}}{\overline{RQ_I}} = 2 - s.$$

Es verhalten sich daher die Admittanzen der beiden Mehrphasenwicklungen wie $\overline{OC_I}$ zu $\overline{OC_{II}}$.

Da die Impedanzen sich umgekehrt verhalten wie die Admittanzen, ist das Verhältnis der EMKe bei gleichem Strom

$$\frac{\overline{E_I}}{\overline{E_{II}}} = \frac{\overline{OC_{II}}}{\overline{OC_I}}.$$

Nun soll die geometrische Summe von $\overline{E_I}$ und $\overline{E_{II}}$ konstant sein. Konstruieren wir daher über der konstanten Strecke $\overline{O'A}$ ein Dreieck $O'A_I A_{II}$ ähnlich dem Dreieck $OC_I C_{II}$, so daß Punkt A dem Mittelpunkt C der Sehne $\overline{C_I C_{II}}$ entspricht, so ist

$$\frac{\overline{O'A_I}}{\overline{O'A_{II}}} = \frac{\overline{OC_{II}}}{\overline{OC_I}} = \frac{\overline{E_I}}{\overline{E_{II}}}.$$

Die Resultierende aus $\overline{E_I}$ und $\overline{E_{II}}$ ist die konstante EMK \overline{E} und doppelt so groß wie $\overline{O'A}$.

Für die Werte der Schlüpfung von $s=1$ bis $s=0$ bewegt sich der Punkt C_I , der dem Strom des gleichsinnigen Feldes entspricht, auf dem Kreis (Fig. 70) von P_k bis A und C_{II} von P_k bis B . Bei negativer Schlüpfung (Übersynchronismus) liegt C_I auf dem unteren Halbkreis, C_{II} auf dem Bogen BO' , und bei $s=-\infty$ liegen beide Punkte zusammen in O' .

Ebenso ist leicht einzusehen, daß bei positiven Schlüpfungen von $s=1$ bis $s=-\infty$ die beiden Punkte C_I und C_{II} ihre Rolle vertauschen und der Kreis nochmal im umgekehrten Sinn durchlaufen wird. Es entsprechen daher jedem Kreispunkte zwei Schlüpfungen s , deren Summe gleich 2 ist, entsprechend Rechts- und Linksdrehung des Rotors.

Führen wir nun die obige Konstruktion für die Vektoren $\overline{O'A_I}$ und $\overline{O'A_{II}}$ der EMKe $\overline{E_I}$ und $\overline{E_{II}}$ für das ganze Geschwindigkeitsgebiet durch, so finden wir als geometrischen Ort der Punkte A_I und A_{II} eine symmetrische Schleife, die in Fig. 71 gezeichnet ist. Es ist hier $\overline{O'O} = 2\overline{AO'}$ die resultierende EMK \overline{E} des konstanten Hauptfeldes.

Bei Stillstand ist $\overline{E_I} = \overline{E_{II}} = \overline{AO} = \frac{\overline{E}}{2}$, und beide sind in Phase.

Mit abnehmender Schlüpfung bis zu Synchronismus bewegt sich der Vektor $\overline{O'A_I}$ auf dem oberen Teil der rechten Schleifenhälfte, während sich A_{II} auf dem symmetrischen unteren Teil der linken

Schleifenhälfte bewegt und sich immer mehr von A entfernt. Da A stets die Verbindungslinie $\overline{A_I A_{II}}$ halbiert, ist auch stets

$$E_{II} = \overline{OA_I}.$$

Wir sehen, daß die EMK E_I , die dem gleichsinnig rotierenden Feld entspricht, beständig wächst und E_{II} kleiner wird, ihre Phasenverschiebung nimmt zu und dann wieder ab.

Dem Synchronismus entsprechen die Punkte S_I bzw. S_{II} . Sie liegen in der Nähe der auf der Achse $\overline{O'O}$ liegenden Punkte B_I bzw. B_{II} , für welche E_I und E_{II} in Phase sind. Wird die Schlüpfung negativ, so bewegt sich der Endpunkt von E_I auf dem unteren Bogen der rechten Schleifenhälfte, während E_{II} auf dem

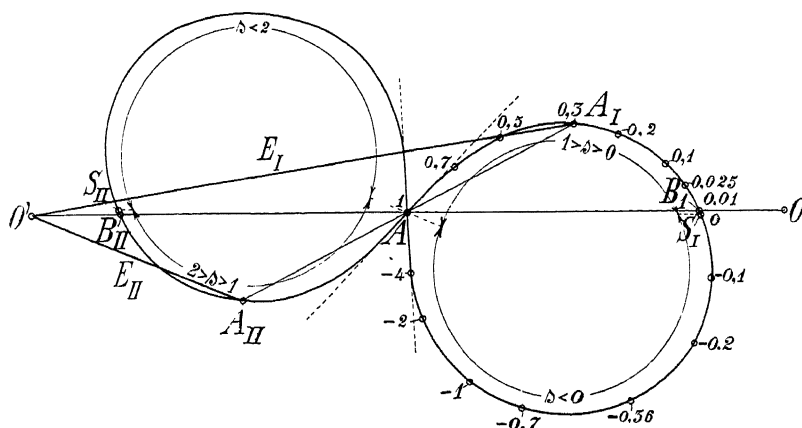


Fig. 71. Spannungsdiagramm.

symmetrisch dazu liegenden oberen Bogen der linken Schleifenhälfte läuft. E_I nimmt erst noch etwas zu und wird dann wieder kleiner, während E_{II} zunächst noch abnimmt, um dann wieder zu wachsen. Bei $s = -\infty$ liegen beide wieder zusammen in A . Für alle positiven Schlüpfungen von $s = 1$ bis $s = +\infty$ wird die Schleife in umgekehrter Richtung durchlaufen, wobei E_I und E_{II} ihre Rolle vertauschen. Es entsprechen daher auch an der Schleife jeder relativen Lage der beiden Vektoren 2 Schlüpfungen, deren Summe 2 ist und die der Rechts- und Linksdrehung des Motors entsprechen.

Da auf der Schleife die Punkte für Stillstand und unendliche Geschwindigkeit zusammenfallen, hat sie in A zwei verschiedene Tangenten, sie ist also nicht aus zwei Kreisen zusammengesetzt. Der Charakter der Kurve wird im VIII. Kapitel (Fig. 91 S. 154 und Fig. 93 S. 158) deutlicher hervortreten.

Da die EMKe E_I und E_{II} dem gleichsinnig bzw. dem invers rotierenden Felde proportional sind, stellen die Vektoren von O' nach der Schleife (Fig. 71) nach Größe und Phase auch die Felder selbst dar, wobei $\overline{OO'}$ als konstante Summe des Wechselfelds des Stators darstellt. Wir sehen somit aus der Figur, daß das gleichsinnig drehende Feld, das durch $\overline{O'A_I}$ dargestellt wird, von Stillstand bis zur Schlüpfung $s=0$ beständig zunimmt und daß das invers rotierende Feld, das $\overline{O'A_{II}}$ proportional ist, immer mehr abnimmt und bei Synchronismus fast verschwindet, so daß das gesamte Feld des Einphasenmotors bei Synchronismus nicht viel von einem Drehfeld abweicht.

28. Ströme, Drehmoment und Leistung eines einphasigen Induktionsmotors.

Man kann nun, ebenso wie beim mehrphasigen Induktionsmotor, ein Maß für die Rotorströme erhalten, wenn man über den Spannungen $\overline{O'A_I}$ und $\overline{O'A_{II}}$ (Fig. 70) als Durchmesser je einen Kreis

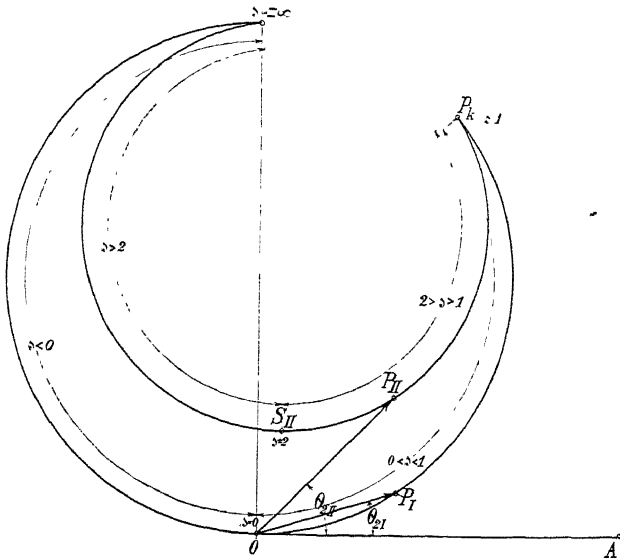


Fig. 72. Diagramm der Rotorströme.

schlägt und rechtwinkelige Dreiecke konstruiert, deren Seiten sich wie $\frac{r_2'}{sx_2'}$ bzw. $\frac{r_2'}{(2-s)x_2'}$ verhalten. Es verlaufen dann die Vektoren der Ströme J_{2I} und J_{2II} auf einer Kurve vierten Grades (s. Fig. 72),

deren äußerer Ast für $s=1$ bis $s=-\infty$, deren innerer für $s=1$ bis $s=+\infty$ gilt, bei der aber die Punkte $s=1$ und $s=\infty$ nicht zusammenfallen. Es bedeuten z. B. in Fig. 72 $\overline{OP_I}$ und $\overline{OP_{II}}$ die Rotorströme J_{2I} und J_{2II} , die von dem synchronen und inversen Drehfeld induziert werden, Θ_{2I} und Θ_{2II} die Phasenverschiebungen, und es ist

$$\operatorname{tg} \Theta_{2I} = \frac{s x_2'}{r_2'} \quad \text{und} \quad \operatorname{tg} \Theta_{2II} = \frac{(2-s)x_2'}{r_2'}.$$

Bei Stillstand P_k fallen natürlich beide Ströme zusammen, wohingegen bei Synchronismus ($s=0$) $J_{2I}=0$ sein muß, während $J_{2II} = \overline{OS_{II}}$ ist

Es müßten nun diese Ströme jeweils mit den veränderlichen Magnetisierungsströmen zusammengesetzt werden, um den Statorstrom zu erhalten, doch soll dies hier nicht durchgeführt werden. Wir werden den Verlauf des Statorstromes in Abschnitt 30 genauer kennen lernen als es hier möglich ist, weil wir bisher den Spannungsabfall im Stator vernachlässigt haben. Wir sehen jedoch schon hier, daß ein weiterer Unterschied des Einphasenmotors gegenüber dem Mehrphasenmotor darin besteht, daß der Rotorstrom bei Synchronismus nicht Null ist, denn es wird vom inversen Feld ein Rotorstrom ($\overline{OS_{II}}$ in Fig. 72) induziert, der dieses Feld vernichtet. Deshalb werden wir auch sehen, daß der gesamte Strom des Einphasenmotors bei Synchronismus nicht wie beim Mehrphasenmotor gleich dem Magnetisierungsstrom des Stators ist, sondern daß er um den Rotorstrom vergrößert ist. Der Rotorstrom ist fast wattlos, weil die Reaktanz viel größer ist als der Widerstand, und zwar ist für $s=0$ $\operatorname{tg} \Theta_2 = \frac{2x_2'}{r_2'}$, denn für $s=0$ hat der vom

inversen Feld induzierte Strom die doppelte Periodenzahl und daher die doppelte Reaktanz $2x_2'$. Deshalb hat der Einphasenmotor einen viel größeren wattlosen Strom bei Leerlauf als der Mehrphasenmotor.

Das Drehmoment jedes der beiden Drehfelder des Einphasenmotors läßt sich aus dem Spannungsdiagramm des Mehrphasenmotors entnehmen. Nach Gl. 25 b S. 27 ist das Drehmoment eines Mehrphasenmotors in synchronen Watt

$$W_a = m_2 E_2 J_2 \cos \psi_{2s} = m_1 E_1 J_2' \cos \psi_{2s} = \frac{m_1 E_1^2 \cos \psi_{2s}}{\sqrt{\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2 + x_2'^2}}.$$

Für $m_1=1$ erhalten wir das Drehmoment pro Statorphase. Bei konstanter Spannung E_1 ist es proportional $J_2' \cos \psi_{2s}$ oder proportional der Senkrechten \overline{CL} von einem Kreispunkt C auf die Linie $\overline{O'A}$ in Fig. 70. Es wären somit $\overline{C_I L_I}$ und $\overline{C_{II} L_{II}}$

die dem gleichsinnig und dem invers rotierenden Felde entsprechenden Drehmomente, wenn die EMK E_1 für beide konstant wäre. Da nun aber bei der angenommenen Geschwindigkeit die vom synchron rotierenden Feld induzierte EMK im Verhältnis $\frac{\overline{O'A_I}}{\overline{O'A}}$ gewachsen und die EMK E_{II} , die dem inversen Felde entspricht, im Verhältnis $\frac{\overline{O'A_{II}}}{\overline{O'A}}$ abgenommen hat, so haben wir die Strecke $\overline{C_I L_I}$ mit $\left(\frac{\overline{O'A_I}}{\overline{O'A}}\right)^2$ oder mit $\left(\frac{\overline{OC_{II}}}{\overline{OC}}\right)^2$ und die Strecke $\overline{C_{II} L_{II}}$ mit $\left(\frac{\overline{O'A_{II}}}{\overline{O'A}}\right)^2 = \left(\frac{\overline{OC_I}}{\overline{OC}}\right)^2$ zu multiplizieren, um ein Maß für die wirklichen Drehmomente zu erhalten. Die Differenz dieser beiden Drehmomente ergibt das resultierende Moment des Motors bei konstantem Hauptkraftfluß.

In Fig. 73 sind die beiden Drehmomente ϑ_1 und ϑ_2 als Funktion der Schlüpfung s des Rotors gegen das gleichsinnige Feld dar-

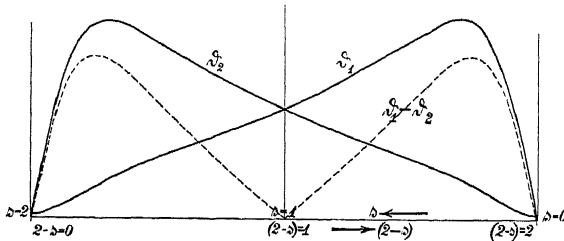


Fig. 73. Das Drehmoment des gleichsinnigen und des inversen Feldes in Abhängigkeit von der Schlüpfung.

gestellt. Die Ordinaten der zwischen beiden Drehmomentkurven liegenden Flächen stellen das resultierende Drehmoment dar, dem die punktierte Kurve entspricht. Wie schon oben erläutert, sind die Drehmomente ϑ_1 und ϑ_2 bei Stillstand ($s=1$) gleich groß und entgegengesetzt gerichtet, das resultierende Anlaufmoment ist somit Null. Wird der Motor angedreht, so wächst, wie aus Fig. 73 ersichtlich ist, ϑ_1 schnell, während ϑ_2 abnimmt. In der Nähe von Synchronismus erreicht ϑ_1 sein Maximum und fällt dann schnell bis Synchronismus auf Null, während ϑ_2 nicht Null ist. Das resultierende Drehmoment $\vartheta_1 - \vartheta_2$ hat somit bei Synchronismus einen kleinen negativen Wert. Der ideelle Leerlauf des reibungslosen Motors liegt also wenig unterhalb Synchronismus dort, wo die Drehmomentkurven ϑ_1 und ϑ_2 sich schneiden.

Für das inverse Feld erhalten wir

$\overline{C_{II}N_{II}}$ als Leistung und

$L_{II}N_{II} = J_{2II}'^2 r_2'$ als Stromwärmeverlust.

Diese Größen sind entsprechend der Spannung für das gleichsinnige Feld wie oben mit

$$\left(\frac{\overline{O'A_I}}{\overline{O'A}}\right)^2$$

und für das inverse Feld mit

$$\left(\frac{O'A_{II}}{\overline{O'A}}\right)^2$$

zu multiplizieren. Die ersteren Größen zeigen dasselbe Verhalten wie beim Mehrphasenmotor. Bei dem invers rotierenden Feld ist dagegen der Stromwärmeverlust des Rotors $J_{2II}'^2 r_2'$ größer als die vom Feld übertragene Leistung $J_{2II}'^2 \left(\frac{r_2'}{2-s}\right)$.

Von dem Stromwärmeverlust des Rotors $J_{2II}'^2 r_2'$, den das inverse Feld erzeugt, stellt ein Teil, entsprechend $\overline{C_{II}N_{II}}$ eine mechanische Leistung dar. Sie ist negativ, weil sie unterhalb der Geraden $\overline{AP_k}$ liegt, sie ist daher eine Bremsleistung und muß von der mechanischen Leistung des gleichsinnig drehenden Feldes gedeckt werden und vermindert die gesamte Leistung des Motors. Diese Bremsleistung ist

$$W_{2II}' = J_{2II}'^2 r_2' \left(\frac{1 - (2-s)}{2-s} \right) = J_{2II}'^2 r_2' \frac{s-1}{2-s};$$

nur der übrige Teil

$$J_{2II}'^2 r_2' - W_{2II}' = J_{2II}'^2 r_2' \frac{1}{2-s}$$

wird von dem inversen Feld auf den Rotor übertragen.

Die resultierende mechanische Leistung des Einphasenmotors ist somit die Differenz zwischen der mechanischen Leistung des gleichsinnigen Drehfeldes und der Bremsleistung des inversen Feldes, somit

$$\begin{aligned} W_2' &= W_{2I}' - J_{2II}'^2 r_2' \frac{1-s}{2-s} \\ &= \overline{N_I C_I} \left(\frac{\overline{O'A_I}}{\overline{O'A}} \right)^2 - \overline{C_{II}N_{II}} \left(\frac{\overline{O'A_{II}}}{\overline{O'A}} \right)^2. \end{aligned}$$

Die Leistungen W_{2II}' und $J_{2II}'^2 r_2' \frac{1-s}{2s}$ sind in Fig. 75 über der Schlüpfung aufgetragen. Die Ordinaten der schraffierten Fläche zwischen beiden Kurven stellen die resultierende mechanische Leistung einschließlich der Reibung dar.

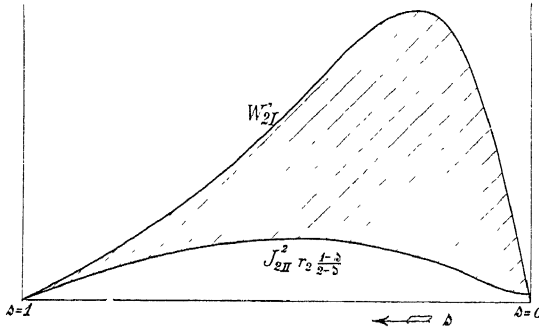


Fig. 75. Mechanische Leistung des gleichsinnigen und Bremsleistung des inversen Feldes als Funktion der Schlüpfung.

In Fig. 76 ist die Leistungskurve W_2' mit der Drehmomentkurve ϑ aufgezeichnet. Beide haben einen ähnlichen Verlauf, da ja W_2' proportional Drehmoment \times Geschwindigkeit ist, welche letztere durch die Abszissen gemessen wird.

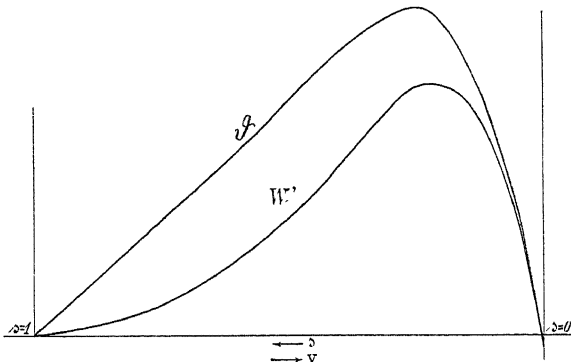


Fig. 76. Leistung und Drehmoment als Funktion der Schlüpfung.

Die Leistung des gleichsinnigen Feldes ist bei Synchronismus Null, dagegen die des inversen Feldes

$$W_{2II(s=0)}' = J_{2II}'^2 \frac{r_2'}{2}.$$

Da nun der Stromwärmeverlust des Rotors $J_{2II}'^2 r_2'$ ist, wird bei Synchronismus die Hälfte dieses Verlustes mechanisch auf den

Rotor übertragen, die andere Hälfte wird direkt vom inversen Feld gedeckt. Um also den Rotor bei Synchronismus im Lauf zu halten, muß ihm, abgesehen von den Reibungsverlusten, noch eine Leistung mechanisch zugeführt werden, die genau gleich der Hälfte des Stromwärmeverlustes des Rotors ist.

29. Das resultierende Drehfeld eines einphasigen Induktionsmotors.

Die beiden Drehfelder, die sich aus dem Spannungsdiagramm (Fig. 70) ergeben, können wir zur Untersuchung des resultierenden

Feldes des Einphasenmotors verwenden. Dieses ist, abgesehen vom Stillstand, wie wir sahen, ein elliptisches Drehfeld.

Da das Hauptfeld in der Statorachse als konstant angenommen ist, ist ein Durchmesser der Ellipse konstant. Als zweiten Durchmesser bestimmen wir den dazu senkrechten, der ein Feld darstellt, das nicht vom Stator erregt werden kann, sondern vom Rotor erzeugt wird. Man bezeichnet es gewöhnlich als Querfeld. Wir finden es wie folgt.

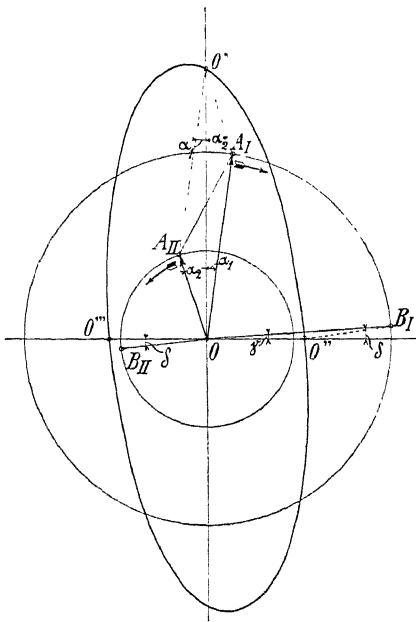


Fig. 77. Resultierendes Drehfeld des Einphasenmotors.

In Fig. 77 sind $\overline{OA_I}$ und $\overline{OA_{II}}$ die Vektoren des gleichsinnigen und inversen Drehfeldes für eine bestimmte Geschwindigkeit des Motors. Die Resultierende $\overline{OO'}$ ist das in der Achse der Statorwick-

lung pulsierende Wechselfeld von konstanter Amplitude. Fassen wir nun $\overline{OA_I}$ und $\overline{OA_{II}}$ als rotierende Vektoren auf und sei $\overline{OO'}$ die Achse der Statorwicklung, so haben in dem Augenblick, in dem das resultierende Statorfeld in diese Richtung fällt, die Drehfelder die Lage $\overline{OA_I}$ bzw. $\overline{OA_{II}}$ und bilden mit der Statorachse die Winkel α_1 bzw. α_2 . Drehen sich nun $\overline{OA_I}$ und $\overline{OA_{II}}$ nach rechts bzw. links wie die Pfeile andeuten mit gleicher Winkelgeschwindigkeit, so beschreibt der Endpunkt von O' eine Ellipse um O als

Mittelpunkt, deren Radiivektoren gleich der Amplitude des resultierenden Feldes in der betreffenden Achse des Motors sind.

Das zum Statorfeld senkrechte Querfeld liegt in der zu $\overline{OO'}$ senkrechten Achse $\overline{O''O'''}$, und es ist gleich $\overline{OO''} = \overline{OO'''}$.

Wenn die Resultierende von $\overline{OA_I}$ und $\overline{OA_{II}}$ nach $\overline{OO''}$ fällt, muß $\overline{OA_I}$ in $\overline{OB_I}$ und $\overline{OA_{II}}$ in $\overline{OB_{II}}$ liegen, und da die Vektoren sich mit gleicher Winkelgeschwindigkeit gedreht haben, ist

$$\sphericalangle A_I O B_I = \sphericalangle A_{II} O B_{II},$$

somit aus Fig. 77

$$90^\circ - \alpha_1 - \gamma = 90^\circ - \alpha_2 + \delta$$

$$\gamma + \delta = \alpha_2 - \alpha_1.$$

Da

$$\frac{\sin \gamma}{\sin \delta} = \frac{\overline{OB_{II}}}{\overline{OB_I}} \quad \text{und} \quad \frac{\sin \alpha_1}{\sin \alpha_2} = \frac{\overline{OA_{II}}}{\overline{OA_I}} \quad \text{ist,}$$

ist

$$\frac{\sin \gamma}{\sin \delta} = \frac{\sin \alpha_1}{\sin \alpha_2}.$$

Da die Winkel klein sind, kann man auch setzen

$$\frac{\gamma}{\delta} = \frac{\alpha_1}{\alpha_2}.$$

Damit sind dann die Winkel γ und δ selbst bekannt, und der Vektor $\overline{OO''}$ ergibt sich aus der Beziehung

$$\overline{OO''} = \overline{OB_I} \cos \gamma - \overline{OB_{II}} \cos \delta = \overline{OA_I} \cos \gamma - \overline{OA_{II}} \cos \delta.$$

Hiermit können wir die Größe des Querfeldes für jede Geschwindigkeit aus dem Spannungsdiagramm Fig. 70 ermitteln.

Die Phasenverschiebung des Querfeldes gegen das Statorfeld ergibt sich aus dem Winkel, um den die Vektoren $\overline{OA_I}$ und $\overline{OA_{II}}$ sich drehen müssen, damit ihre Resultierende aus der Lage $\overline{OO'}$ in die Lage $\overline{OO''}$ rückt und ist daher gleich dem Winkel $\sphericalangle A_I O B_I = \sphericalangle A_{II} O B_{II}$. Der Punkt O''' entspricht einer weiteren Drehung der Vektoren um 180° .

Auf diese Art ist das Querfeld aus dem Spannungsdiagramm (Fig. 70) ermittelt und in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit in Fig. 78 aufgetragen worden. Es geht daraus hervor, daß das Querfeld (auch bei Vernachlässigung der Statorimpedanz wie wir es hier noch tun) nicht proportional mit der Geschwindigkeit wächst, wie vielfach angenommen wird. Ebenso ist auch die Phasenverschiebung des Querfeldes gegen das Statorfeld, d. h. der

Winkel $A_I O B_I$ in Fig. 77 nicht konstant, weil die beiden Vektoren OA_I und OA_{II} , wie ja aus dem Spannungsdiagramm Fig. 70 hervor-

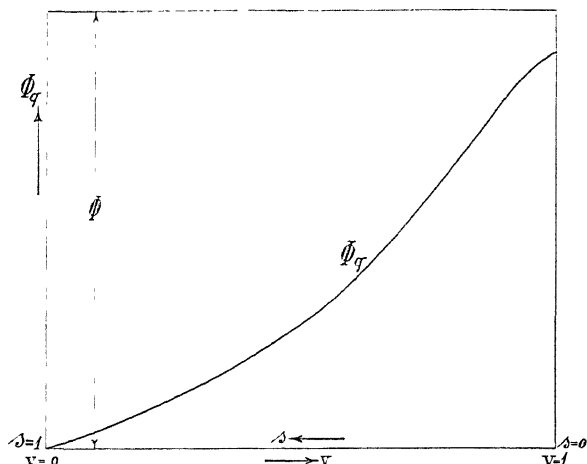


Fig. 78. Das Querfeld in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit

geht, bei jeder Geschwindigkeit eine andere Phase gegeneinander haben. Wir werden hierauf näher im achten Kapitel eingehen.

30. Stromdiagramm des einphasigen Induktionsmotors.

(Maximales Drehmoment, maximale Leistung und maximaler Leistungsfaktor.)

Wir haben bisher die Vorgänge im einphasigen Induktionsmotor bei konstanter induzierter EMK untersucht und den Spannungs-

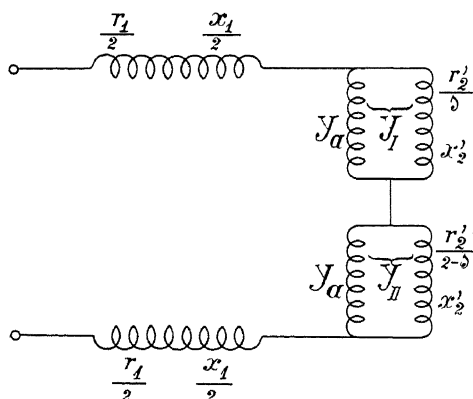


Fig. 79. Ersatzstromkreis des Einphasenmotors.

abfall in der Statorwicklung vernachlässigt und wenden uns nun der Aufgabe zu, bei konstanter primärer Klemmenspannung das Stromdiagramm des Motors aufzusuchen. Hierzu verwenden wir den Ersatzstromkreis des einphasigen Induktionsmotors.

Da die einphasige Statorwicklung äquivalent ist zwei in Serie geschalteten Mehrphasenwicklungen von der halben Win-

dungszahl und die Mehrphasenwicklung sich durch einen äquivalenten Stromkreis wie den der Fig. 55, S. 79 ersetzen läßt, erhalten wir für die beiden in Serie geschalteten Mehrphasenwicklungen den Ersatzstromkreis Fig. 79.

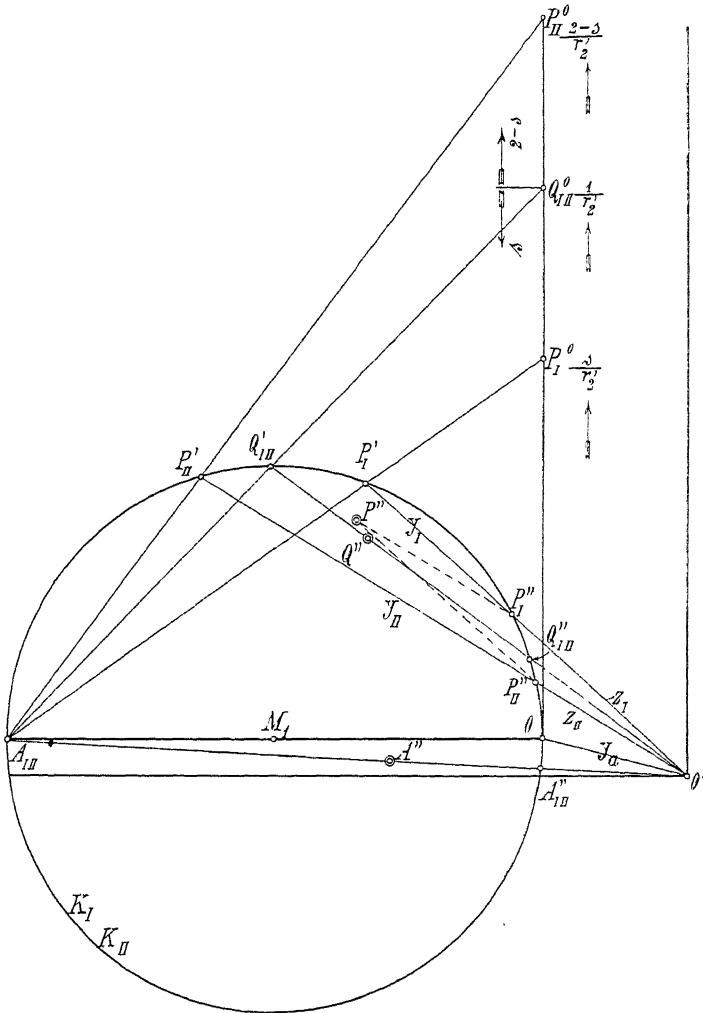


Fig. 80. Konstruktion des Stromdiagramms des einphasigen Induktionsmotors.

Der variable Widerstand ist für den einen Teil $\frac{r_2'}{s}$ und für den anderen $\frac{r_2'}{2-s}$, wo s die Schlüpfung des Rotors gegenüber dem gleichsinnig rotierenden Drehfeld ist. Bei Stillstand, wo $s=1$ ist, sind beide Sekundärwiderstände gleich r_2' .

Das Stromdiagramm erhalten wir als geometrischen Ort des Vektors der gesamten durch Fig. 79 dargestellten Admittanz.¹⁾

Wir tragen in Fig. 80 zuerst die Admittanz y_a nach Richtung und Größe von O' nach links bis O ab; von O trägt man ferner nach links parallel zur Abszissenachse die Strecke

$$\overline{OA_{II}} = \frac{1}{x_2},$$

ab und beschreibt über $\overline{OA_{II}}$ als Durchmesser einen Kreis. Dieser ist, wie wir sehen werden, der geometrische Ort der aus y_a und $y_2 = \frac{1}{V\left(\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2 + x_2'^2\right)}$ resultierenden Admittanz y . Die Admittanz y_2

ändert sich mit der Schlüpfung s . Trägt man auf der Ordinate durch O Strecken $\frac{s}{r_2'}$ ab und verbindet die Endpunkte P^0 dieser Strecken mit A_{II} , so schneiden diese Linien den Kreis in den Punkten P' , und es ist:

$$\frac{\overline{OP_I'}}{\overline{OP_I^0}} = \frac{\overline{OA_{II}}}{\overline{A_{II}P_I^0}}$$

oder

$$\overline{OP_I'} = \frac{\overline{OA_{II}}}{\overline{A_{II}P_I^0}} \cdot \overline{OP_I^0} = \frac{\frac{1}{x_2'} \cdot \frac{s}{r_2'}}{V\left(\left(\frac{s}{r_2'}\right)^2 + \left(\frac{1}{x_2'}\right)^2\right)} = \frac{1}{Vx_2'^2 + \left(\frac{r_2'}{s}\right)^2}$$

oder

$$\overline{OP_I'} = y_2.$$

Zu jeder Schlüpfung s findet man daher in einfacher Weise die Admittanz y_2 und aus ihr, wie folgt, die resultierende Admittanz y .

Tragen wir $\overline{OQ_{II}^0} = \frac{1}{r_2'}$ ab, so entspricht der Punkt $\overline{Q_{II}^0}$, für den $\frac{r_2'}{s}$ und $\frac{r_2'}{2-s}$ gleich groß sind, dem Stillstand des Motors.

Im folgenden bezeichnen wir wieder alle Punkte und Größen, die sich auf die Mehrphasenwicklung mit dem Sekundärwiderstand $\frac{r_2'}{s}$ beziehen, mit dem Index I und die, welche sich auf die zweite Mehrphasenwicklung beziehen, mit dem Index II.

¹⁾ S. J. L. la Cour, Leerlauf und Kurzschluß.

Es ist also

$$y_{2I} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2 + x_2'^2}} = \overline{OP_I'}$$

$$y_{2II} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{r_2'}{2-s}\right)^2 + x_2'^2}} = \overline{OP_{II}'}$$

Vom Stillstand ausgehend verschiebt sich Punkt P_I^0 um die gleiche Strecke von Q_{II}^0 nach unten wie P_{II}^0 nach oben. Wir erhalten nun für jede Schlüpfung s die resultierenden Admittanzen

$$\mathfrak{Y}_I = \mathfrak{Y}_a + \mathfrak{Y}_{2I} \quad \text{oder} \quad y_I = \overline{O'P_I'}$$

$$\mathfrak{Y}_{II} = \mathfrak{Y}_a + \mathfrak{Y}_{2II} \quad \text{oder} \quad y_{II} = \overline{O'P_{II}'}$$

Wenn $s = \infty$ geworden ist, erhalten wir wieder einen gemeinschaftlichen Punkt A_{II} .

Da die beiden Admittanzen y_I und y_{II} (s. Fig. 79) hintereinander geschaltet sind, müssen wir die ihnen entsprechenden Impedanzen $\frac{1}{y_I}$ und $\frac{1}{y_{II}}$ geometrisch addieren. Wir invertieren daher den Kreis K_I in bezug auf O' als Inversionszentrum. In Fig. 80 ist die Inversionspotenz so gewählt, daß der inverse Kreis K_{II} mit K_I zusammenfällt. Wir erhalten daher für die beiden Wicklungen

$$\overline{O'P_I''} = z_I = \frac{1}{y_I}$$

und

$$\overline{O'P_{II}''} = z_{II} = \frac{1}{y_{II}}$$

Beide Größen setzt man geometrisch zusammen und erhält dadurch einen Punkt P'' der resultierenden Impedanzkurve beider Wicklungen.

Zwei weitere Punkte A'' und Q'' erhält man, wenn man die Vektoren der Punkte A_{II}'' und Q_{II}'' , die beiden Wicklungen gemeinsam sind, verdoppelt.

Um den weiteren Verlauf der resultierenden Impedanzkurve zu finden, benutzen wir Fig. 81, in der die Verhältnisse der Deutlichkeit halber vergrößert dargestellt sind.

Zieht man in den Punkten Q_{II}'' und A_{II}'' Tangenten an den Kreis K_{II} , so schneiden sich diese in einem Punkt E , und da

$$\sphericalangle M_1 Q_{II}'' E = \sphericalangle M_1 A_{II}'' E = \frac{\pi}{2} \text{ ist,}$$

mittelpunkte M_1 auf die Sehne, folglich ist der Winkel M_1P_2E ein rechter, und Punkt P_2 liegt auch auf dem Kreis k .

Nun ist $\overline{O'P_2}$ gleich der geometrischen Summe $\frac{1}{2}(3_I + 3_{II})$, und da der Endpunkt P_2 dieses Vektors sich auf dem Kreis k bewegt, bewegt sich der Vektor der ganzen Summe $3_I + 3_{II}$ auf einem Kreis K_3 , den wir durch Verdoppelung aller Größen erhalten; d. h. K_3 hat den doppelten Radius des Kreises k und der Abstand seines Mittelpunktes M_3 vom Ursprung O' ist doppelt so groß wie $\overline{O'N}$, d. h. es ist

$$\overline{O'M_3} = 2\overline{O'N}.$$

Da nur die Punkte des Kreises k reelle Werte ergeben, die innerhalb des Kreises K_2 , also auf dem Bogen $A''_{II}M_1Q''_{II}$ liegen, ist auch nur der ausgezogene Teil des Kreises K_3 reell, der durch Q''' und A''' begrenzt wird, wobei nach der Konstruktion $\overline{O'Q'''} = 2\overline{O'Q''_{II}}$ die resultierende Impedanz bei Stillstand und $\overline{O'A'''} = 2\overline{O'A''_{II}}$ bei unendlich großer Schlüpfung ist. Für einen beliebigen Punkt P_2 ist

$$\overline{O'P'''} = 2\overline{O'P_2} = 3_I + 3_{II}.$$

Da M_1 auch ein Punkt des Kreises k ist, wird der doppelte Vektor $\overline{O'M_1}$ auch auf dem Kreis K_3 liegen.

Addiert man zu der durch den Kreis K_3 dargestellten Impedanz die Statorimpedanz $2 \cdot \frac{Z_1}{2}$ der beiden Mehrphasenwicklungen (s. Fig. 79), indem man den Ursprung O' nach O'' um 3_I nach Richtung und Größe verschiebt (s. Fig. 82), so stellen die Vektoren von O'' nach dem Kreis die totale Impedanz der Einphasenmaschine dar.

Inversiert man nun den Kreis K_3 noch in bezug auf O'' , so stellt der inverse Kreis K mit dem Mittelpunkt M den geometrischen Ort der gesamten Admittanz der Einphasenmaschine dar. Dieser Kreis ist somit das Stromdiagramm bei konstanter Klemmenspannung.

Nun verhalten sich die Flächeninhalte

$$\begin{aligned} \frac{\triangle AHQ}{\triangle QAF} &= \frac{\overline{AH} \cdot \overline{AQ} \cdot \sin \beta}{\overline{AF} \cdot \overline{AQ} \cdot \sin \gamma} = \frac{\overline{AP_{II}}}{\overline{AP_I}} \cdot \frac{\overline{EQ}}{\overline{EP_{II}}} \\ &= \frac{\overline{EP_{II}}}{\overline{AE}} \cdot \frac{\overline{EQ}}{\overline{EP_{II}}} = \frac{\overline{EQ}}{\overline{AE}} = 1. \end{aligned}$$

Als Grundlinien in diesen Dreiecken sind also

$$\overline{HQ} = \overline{QF}.$$

Da das Stromdiagramm des Einphasenmotors ein Kreis ist, können wir das Arbeitsdiagramm wie für einen Mehrphasenmotor nebst Leistungs- und Verlustlinien aus Leerlauf- und Kurzschlußversuch experimentell oder aus den Daten der Maschine aufzeichnen. Wir werden dies jedoch erst später zeigen, nachdem wir im folgenden Kapitel noch auf eine andere Art die Wirkungsweise des Einphasenmotors erklärt und sein Stromdiagramm abgeleitet haben.

Hier können wir aber noch im Anschluß an die Theorie des Mehrphasenmotors die analytischen Ausdrücke für das maximale Drehmoment, die Leistung und den Leistungsfaktor auf den Einphasenmotor übertragen, die den Unterschied gegenüber dem Mehrphasenmotor klar erkennen lassen.

Um die Rechnung zu vereinfachen, berücksichtigen wir, daß $(\cos \varphi)_{\max}$ bei sehr kleinen Schlüpfungen liegt und $W_{a\max}$ und $W'_{2\max}$ bei etwa 10% Schlüpfung für normale Motoren liegen. Bei diesen Schlüpfungen unterscheidet sich die Admittanz

$$y_{2II} = \frac{1}{V\left(\frac{r_2'}{2-s}\right)^2 + x_2'^2}$$

nur sehr wenig von dem Wert

$$\frac{1}{V\left(\frac{r_2'}{2}\right)^2 + x_2'^2};$$

z. B. ist für den Motor, dessen Arbeitskurven als Mehrphasenmotor S. 111 dargestellt sind,

$$r_2' = 0,04$$

$$x_2' = 0,14$$

und für

$$s = 0 \quad \text{wird} \quad y_{2II} = 0,707$$

$$s = 10\% \quad y_{2II} = 0,7065$$

$$s = 20\% \quad y_{2II} = 0,705.$$

Man kann daher für $s < 0,2$ unter Berücksichtigung von Gl. 106 S. 74 sehr angenähert setzen

$$y_{II} = \frac{1}{y_{2II} + y_a} \cong \frac{1}{\frac{r_2'}{2 - jx_2'} + y_a} \cong \left(\frac{r_2'}{2} - jx_2'\right) \frac{1}{C_2}.$$

Mit dieser Vereinfachung erhalten wir für den angegebenen Geschwindigkeitsbereich den vereinfachten Ersatzstromkreis Fig. 83,

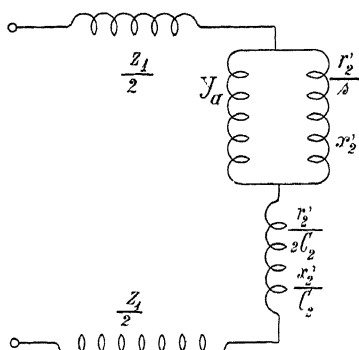


Fig. 83. Vereinfachter Ersatzstromkreis des einphasigen Induktionsmotors.

aus dem sich ergibt, daß wir den Einphasenmotor betrachten können als einen Mehrphasenmotor, dessen

$$\text{Statorwiderstand} = \left(r_1 + \frac{r_2'}{2C_2} \right)$$

und dessen

$$\text{Statorreaktanz} = \left(x_1 + \frac{x_2'}{C_2} \right) \text{ ist.}$$

Hiermit erhalten wir nach Gl. 98, S. 71 das maximale Drehmoment des Einphasenmotors

$$W_{a \max} \cong \frac{P_1^2}{2C_1 \left[r_1 + \frac{r_2'}{2C_2} + \sqrt{\left(r_1 + \frac{r_2'}{2C_2} \right)^2 + (x_1 + 2x_2')^2} \right]} \quad (119)$$

wobei

$$C_1 x_2' + \frac{x_2'}{C_2} \cong 2x_2'$$

gesetzt worden ist, da C_1 und C_2 ungefähr $= 1$ sind.

Das maximale Drehmoment des Einphasenmotors ist daher im Gegensatz zu dem des Mehrphasenmotors auch von dem Rotorwiderstand abhängig, weil das inverse Drehfeld einen Rotorstrom induziert, der das nutzbare Drehmoment verkleinert.

Die maximale Leistung ist hier nach Gl. 101 S. 72

$$W_{2 \max}' \cong \frac{P_1^2}{2C_1 \left[\left(r_1 + \frac{3}{2}r_2' \right) + \sqrt{\left(r_1 + \frac{3}{2}r_2' \right)^2 + (x_1 + 2x_2')^2} \right]} \quad (120)$$

Auch hier zeigt es sich, daß der Rotorwiderstand und die Rotorreaktanz beim Einphasenmotor wesentlich mehr Einfluß auf die Überlastungsfähigkeit haben als bei dem Mehrphasenmotor.

Ähnlich ergibt sich aus Gl. 108 S. 76 der maximale Leistungsfaktor

$$(\cos \varphi)_{\max} = \frac{1 - b_a(x_1 + 2x_2')}{1 + b_a(x_1 + 2x_2')} \quad (121)$$

Er ist ebenfalls wesentlich kleiner als bei dem Mehrphasenmotor.

Achtes Kapitel.

Theorie und Arbeitsdiagramm des einphasigen Induktionsmotors. II.

31. Theorie des Querfeldes. — 32. Grundgleichungen und Ersatzstromkreis. — 33. Konstruktion des Stromdiagrammes. — 34. Vergleich der Ergebnisse der Querfeldtheorie und der Drehfeldtheorie. — 35. Das Querfeld im Stromdiagramm. — 36. Darstellung der vom Querfeld verursachten Verluste. — 37. Konstruktion des Arbeitsdiagrammes. — 38. Beispiel eines Arbeitsdiagrammes des einphasigen Induktionsmotors. — 39. Reduktion der Rotorwiderstände und Reaktanzen.

31. Theorie des Querfeldes.

Wir haben im vorhergehenden Kapitel gesehen, daß sich bei dem einphasigen Induktionsmotor beim Lauf ein vom Rotor erregtes Feld ausbildet, das gegen die Achse des Statorfeldes um eine halbe Polteilung verschoben ist und das wir als Querfeld bezeichnet haben. Seine Entstehung ist dort daraus erklärt worden, daß der Rotor das invers rotierende Drehfeld beim Lauf schwächt und das gleichsinnig rotierende verstärkt.

Man kann aber auch umgekehrt von der Entstehung des Querfeldes ausgehen und die Wirkungsweise des einphasigen Induktionsmotors aus dem Bestehen zweier Wechselfelder erklären, dem Hauptfeld des Stators und dem Querfeld des Rotors, wie dies von verschiedenen Autoren, insbesondere von Potier¹⁾ und Görges²⁾ geschehen ist. Diese Theorie bezeichnet man im Gegensatz zur Drehfeldtheorie als Querfeldtheorie.

Wir werden auch auf diese hier näher eingehen und die Identität beider Theorien zeigen, die zwar mehrfach bestritten wird, aber bei richtiger Anwendung beider vorhanden sein muß.

¹⁾ Bulletin de la Société internat. des Electriciens 1894.

²⁾ ETZ 1895 und 1903.

1. Wir betrachten das zweipolige Schema Fig. 84, in dem S der Stator ist und in dem ein in der Achse $a-a$ pulsierendes Wechselfeld Φ_1 besteht. Die Stromrichtung ist in der außen liegenden Statorwicklung für einen bestimmten Moment durch Punkte und Pfeile angedeutet.

Die Wicklung des Rotors R denken wir uns als eine Anzahl über den Durchmesser kurzgeschlossener Spulen.

Die Pulsation des Feldes Φ_1 induziert im Rotor EMKe und damit Ströme, die wie in der Sekundärwicklung eines Transformators gegen den primären oder den Statorstrom um nahezu 180° verschoben sind, also für den betrachteten Moment die bei den inneren Drähten durch Kreuze und Punkte angegebene Richtung haben. Hierbei ist es gleichgültig, ob der Rotor stillsteht oder sich dreht, denn bei der Drehung tritt immer ein Draht an die Stelle des anderen. In bezug auf die durch Pulsation des Wechselfeldes Φ_1 induzierten EMKe gruppieren sich also die Rotordrähte symmetrisch zur Achse $a-a$ des Feldes.

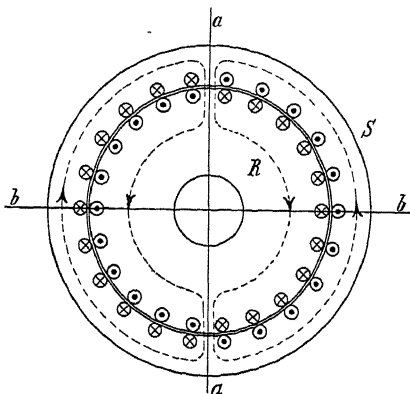


Fig. 84.

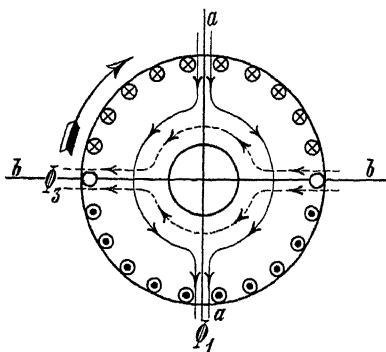


Fig. 85.

2. Bei der Drehung werden aber in den Rotorwindungen noch andere EMKe induziert. Ist die Induktion an irgend einer Stelle im Luftspalt B_x , so wird an dieser Stelle in einem Drahte die EMK

$$e = B_x l v 10^{-8}$$

induziert. Ist die Umfangsgeschwindigkeit v konstant, so ist e nur von B_x abhängig, d. h. da wir es hier mit einem Wechselfeld zu tun haben, ist e ein Maximum, wenn B_x ein Maximum ist. Diese EMK ist also in Phase mit dem Feld. Die Richtung der EMK ergibt sich aus der Induktionsregel. Für einen Augenblick, in dem das Feld Φ_1 von oben nach unten gerichtet ist, ist in Fig. 85 die Richtung der EMKe für Rechtsdrehung durch Punkte und Kreuze

eingetragen. Die induzierten EMKe sind symmetrisch in bezug auf die zur Richtung des Feldes senkrechte Achse $b-b$. Die von ihnen erzeugten Ströme magnetisieren in dieser Achse und erzeugen ein Feld Φ_3 , dessen Achse gegen das Hauptfeld um 90° räumlich verschoben und dessen Richtung punktiert eingetragen ist.

Wir betrachten also die gesamten Rotorwindungen von zwei zu einander senkrecht stehenden Achsen aus: erstens in der Achse des Hauptfeldes $a-a$ und nennen die so betrachtete Rotorwicklung Arbeitswicklung; zweitens in der Achse des Querfeldes $b-b$ und nennen dann die Rotorwicklung Erregerwicklung. Das Hauptfeld induziert die Arbeitswicklung und das Querfeld die Erregerwicklung nur durch Pulsation. Durch Rotation dagegen werden in der Arbeitswicklung vom Querfeld und in der Erregerwicklung vom Hauptfeld EMKe induziert.

3. Bei der Drehung einer einzelnen Windung in einem Wechselfeld ist die Periodenzahl der induzierten EMKe und Ströme eine zusammengesetzte, denn die durch Pulsation des Feldes induzierte EMK variiert nicht nur mit der Periodenzahl der Feldpulsationen, sondern auch mit der Lage der Windung im Felde. Die EMK der Feldpulsation wird für eine Windung am größten, wenn ihre Ebene senkrecht zur Feldrichtung steht, und bleibt Null, wenn die Windung in der Richtung des Feldes liegt.

Ebenso ändert sich die durch Rotation in einer Windung induzierte EMK nicht nur mit der zeitlichen Änderung der Induktion, sondern auch mit der räumlichen Verteilung des Feldes, weil die Induktion nicht am ganzen Umfange konstant ist. Dies führt wieder auf die Zusammensetzung der EMKe und Stromwellen aus zwei Wellen zurück, die die Periodenzahlen sc und $c(2-s)$ haben. Trotzdem ist die magnetische Wirkung aller Windungen zusammen sowohl in der Richtung des Hauptfeldes, als auch in der dazu senkrechten Richtung nur von der Grundperiodenzahl, weil die Summe der Windungen in diesen beiden festen Achsen bei der Drehung konstant bleibt und jeweils wieder Drähte an derselben Stelle relativ zum Felde liegen; sie haben nur unter sich ihre Rolle vertauscht.

Die durch die Änderungen der Lage hervorgerufenen Pulsationen des Kraftflusses einer einzelnen Windung heben sich daher in bezug auf die im Raume stillstehenden beiden Hauptachsen heraus.

Der Rotor wirkt daher auf den Stator zurück wie zwei einachsige kurzgeschlossene, stillstehende Wicklungen, deren Ströme die Grundperiodenzahl haben. Da für jede von ihnen die ganze Rotorwicklung als wirksam in Frage kommt, hat jede eine Windungszahl gleich der Summe aller Windungen des

Rotors (w_2), und der Widerstand ergibt sich als Summe der Widerstände der Einzelwindungen.¹⁾

Die Achsen der beiden Wicklungen liegen unveränderlich in den beiden Hauptachsen, nämlich die Arbeitswicklung in Richtung des Statorfeldes, die Erregerwicklung senkrecht dazu.

Wir nehmen im folgenden zunächst an, daß die Felder am Ankerumfang sinusförmig verteilt sind, bzw. wir betrachten nur die Grundwellen der Felder und legen zeitlich sinusförmige Pulsation zugrunde.

Ist also w_2 die Windungszahl einer der beiden gedachten Wicklungen, so induziert ein Feld Φ , dessen Achse mit der Achse der betreffenden Wicklung zusammenfällt, in dieser eine eff. EMK durch Pulsation

$$E_p = 4,44 w_2 f_2 c \Phi 10^{-8},$$

die um 90° gegen den Kraftfluß in der Phase verzögert ist.

Für ein sinusförmiges Feld ist der Wicklungsfaktor einer gleichmäßig verteilten Wicklung $\frac{2}{\pi}$, daher ist

$$E_p = 2 \sqrt{2} w_2 c \Phi 10^{-8}.$$

In den dazu senkrechten Windungen induziert dasselbe Feld infolge Rotation des Rotors die maximale EMK

$$\frac{4 p n}{60} w_2 \Phi 10^{-8},$$

deren Effektivwert

$$E_r = \frac{4}{\sqrt{2}} \frac{p n}{60} w_2 \Phi 10^{-8} = 2 \sqrt{2} w_2 c_r \Phi 10^{-8}$$

ist. $\frac{p n}{60}$ bezeichnen wir als Periodenzahl der Rotation c_r . Es ist also stets

$$E_r = \frac{c_r}{c} E_p.$$

Da die durch Rotation induzierte EMK E_r in Phase mit dem Feld ist, ist sie gegen E_p um 90° phasenvoreilend.

In dem Einphasenmotor bestehen nun das vom Stator und von der Arbeitswicklung des Rotors gemeinschaftlich erzeugte Hauptfeld $\Phi_1 = \Phi_2$ und das von der Erregerwicklung hervorgerufene Querfeld Φ_3 .

Es induziert in der Arbeitswicklung

$$\left. \begin{array}{ll} \Phi_1 \text{ die EMK } E_{2p} \text{ durch Pulsation,} \\ \Phi_3 \text{ „ „ } E_{2r} \text{ „ Rotation,} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{sie erzeugen den} \\ \text{Strom } J_2 \end{array}$$

¹⁾ Es ist zu beachten, daß in diesem Kapitel w_1 und w_2 nicht dieselbe Bedeutung wie bei mehrphasigen Maschinen besitzen. Da wir hier überhaupt nur eine Phase haben, ist w_1 die gesamte Zahl der primären, w_2 die gesamte Zahl der sekundären Windungen, obwohl der Rotor eine mehrphasige Wicklung trägt.

in der Erregerwicklung

Φ_1 die EMK E_{3r} durch Rotation, } sie erzeugen den
 Φ_3 „ „ E_{3p} „ Pulsation. } Strom J_3

Die in einer Wicklung durch Pulsation des gleichachsigen Feldes und durch Rotation in dem dazu senkrechten Felde induzierten EMKe sind einander stets entgegengerichtet, wie sich durch Einzeichnen der Richtungen der Felder und EMKe ergibt, und wie es nach dem Lenzschen Gesetze auch der Fall sein muß.

Bei Stillstand besteht nur das Hauptfeld, das durch seine Pulsation eine EMK E_{2p} in der Arbeitswicklung induziert, die ebenso wie in einem Transformator einen Kurzschlußstrom

$$J_{2k} = \frac{E_{2p}}{\sqrt{r_2^2 + x_2^2}}$$

hervorruft. r_2 und x_2 sind der Widerstand und die Reaktanz der Wicklung. Der Strom magnetisiert in der Achse des Feldes und bildet daher kein Drehmoment mit ihm.

Wird der Rotor gedreht, so induziert das Hauptfeld Φ_1 auch in der Erregerwicklung eine EMK E_{3r} , die, wie wir sahen, gleich $\frac{c_r}{c} E_{2p}$ und in Phase mit Φ_1 ist. Der in der Erregerwicklung erzeugte Strom J_3 erregt das Querfeld Φ_3 , dessen Richtung in Fig. 85 für eine bestimmte Drehrichtung eingetragen ist. Der Strom J_3 und das Querfeld Φ_3 sind wegen der Selbstinduktion der Erregerwicklung um fast 90° gegen die EMK E_{3r} und daher gegen Φ_1 verzögert. Es erreicht also in Fig. 85 das Querfeld Φ_3 ca. $\frac{1}{4}$ Periode später sein Maximum von rechts nach links, als Φ_1 sein Maximum von oben nach unten hatte, und es entsteht durch Zusammenwirken der beiden Felder ein Drehfeld, das in demselben Sinne wie der Rotor mit der konstanten Umdrehungszahl $n_1 = \frac{60c}{p}$ rotiert und elliptisch ist, solange $\Phi_3 \geq \Phi_1$ ist.

In Fig. 86 ist das Vektordiagramm in erster Annäherung aufgetragen.

In den Erregerwindungen sind die EMKe $E_{3p} = \vec{OA}$ und $E_{3r} = \vec{OB}$ entgegengesetzt gleich, wenn der Spannungsabfall des Erregerstromes vernachlässigt wird. Es ist

$$2\sqrt{2}c\Phi_3w_2 \simeq 2\sqrt{2}c_r\Phi_1w_2,$$

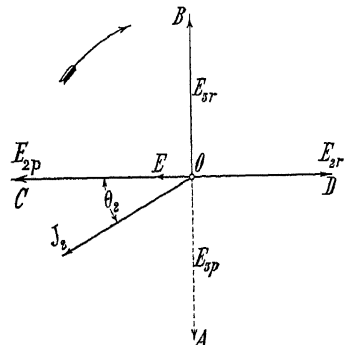


Fig. 86. Vektordiagramm.

somit

$$\Phi_3 \simeq \frac{c_r}{c} \Phi_1$$

und um 90° dazu phasenverschoben.

Es ist ferner

$$\overline{OC} = E_{2p},$$

$$\overline{OD} = E_{2r},$$

und es verhält sich

$$\frac{E_{2r}}{E_{2p}} = \frac{c_r \Phi_3}{c \Phi_1} \simeq \left(\frac{c_r}{c} \right)^2,$$

also ist

$$\overline{OD} = \overline{OC} \left(\frac{c_r}{c} \right)^2.$$

Die resultierende EMK in den Arbeitswindungen ist daher

$$E_{2p} - E_{2r} = \overline{OC} - \overline{OD} = \overline{OE} \simeq E_{2p} \left[1 - \left(\frac{c_r}{c} \right)^2 \right]$$

und erzeugt den Strom J_2 , der um Θ_2 gegen \overline{OE} verzögert ist.

Solange $\Phi_3 < \Phi_1$, d. h. $\frac{c_r}{c} < 1$ ist, ist $E_{2r} < E_{2p}$, d. h. \overline{OE} fällt in die Richtung von E_{2p} , der Strom in den Arbeitswindungen wird von E_{2p} erzeugt, und E_{2r} ist eine Gegen-EMK, die mit J_2 multipliziert eine motorische Leistung ergibt.

Ist $\Phi_3 > \Phi_1$, d. h. $\frac{c_r}{c} > 1$, so wird $E_{2r} > E_{2p}$ und die Resultierende \overline{OE} fällt in die Richtung von E_{2r} , d. h. der Strom J_2 wird durch E_{2r} erzeugt, und E_{2p} ist die Gegen-EMK. Die Maschine stellt dann einen Generator dar.

Bei den gemachten Vernachlässigungen sind E_{2p} und Φ_3 in Phase, es ist daher auch der Winkel zwischen Φ_3 und J_2 gleich Θ_2 , und es bildet der Strom J_2 mit dem Kraftfluß Φ_3 das Drehmoment

$$\vartheta_2 = J_2 w_2 f_2 p \frac{\Phi_3}{\sqrt{2}} \cos(\Phi_3 J_2),$$

oder da wir $f_2 = \frac{2}{\pi}$ setzen können,

$$\vartheta_2 = J_2 w_2 \frac{2}{\pi} p \frac{\Phi_3}{\sqrt{2}} \cos(\Phi_3 J_2).$$

Die Leistung ist gleich dem Drehmoment mal der Winkelgeschwindigkeit $2\pi \frac{c_r}{p} = \frac{2\pi n}{60}$, d. h.

$$W_2' = J_2 2 \sqrt{2} c_r w_2 \Phi_3 \cos(\Phi_3 J_2).$$

Hierin ist $2\sqrt{2}c_r w_2 \Phi_3$ die Gegen-EMK und gleich E_{2r} , daher ist die Leistung

$$W_2' = J_2 E_{2r} \cos \Theta_2.$$

Die Komponente der resultierenden Spannung

$$\overline{OE} = E_{2p} \left[1 - \left(\frac{c_r}{c} \right)^2 \right],$$

die in Phase mit dem Strom ist, d. h. $\overline{OE} \cos \Theta_2$, ist der Spannungsabfall $J_2 r_2$, folglich ist

$$E_{2p} \cos \Theta_2 = \frac{J_2 r_2}{1 - \left(\frac{c_r}{c} \right)^2},$$

und da

$$E_{2r} = \overline{CE} = \left(\frac{c_r}{c} \right)^2 E_{2p}$$

war, ist

$$E_{2r} \cos \Theta_2 = \left(\frac{c_r}{c} \right)^2 E_{2p} \cos \Theta_2 = J_2 r_2 \frac{\left(\frac{c_r}{c} \right)^2}{1 - \left(\frac{c_r}{c} \right)^2},$$

d. h. die Nutzleistung ist

$$W_2' = J_2 E_{2r} \cos \Theta_2 = \frac{J_2^2 r_2 \left(\frac{c_r}{c} \right)^2}{1 - \left(\frac{c_r}{c} \right)^2} \quad . \quad . \quad . \quad (122)$$

und das Drehmoment in synchronen Watt

$$W_{a2} = \frac{W_2'}{\frac{c_r}{c}} = \frac{J_2^2 r_2 \frac{c_r}{c}}{1 - \left(\frac{c_r}{c} \right)^2} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (123)$$

Es besteht also hier eine andere Beziehung zwischen Kupferverlust und Drehmoment als beim Mehrphasenmotor, bei dem

$$W_a = J_2^2 \frac{r_2}{s} = J_2^2 \frac{r_2}{1 - \left(\frac{c_r}{c} \right)}$$

war. Addieren wir zur Nutzleistung des Einphasenmotors

$$W_2' = \frac{J_2^2 r_2 \left(\frac{c_r}{c} \right)^2}{1 - \left(\frac{c_r}{c} \right)^2}$$

den Kupferverlust

$$V_2 = J_2^2 r_2,$$

so ist

$$W_2' + V_2 = J_2^2 \frac{r_2}{1 - \left(\frac{c_r}{c}\right)^2} \quad . \quad . \quad . \quad (124)$$

die auf den Rotor eines Einphasenmotors übertragene Leistung.

Wir erhalten hier zwischen dem Drehmoment und der auf den Rotor übertragenen Leistung die Beziehung

$$W_{a2} = \frac{c_r}{c} (W_2' + V_2), \quad . \quad . \quad . \quad (125)$$

während beim Mehrphasenmotor

$$W_a = W_2' + V_2$$

ist. Dieser Unterschied folgt daraus, daß der Einphasenmotor erst beim Lauf sein Querfeld erzeugt, das nach dem früheren ange-nähert proportional der Geschwindigkeit wächst und mit dem Rotor-strom das nützliche Drehmoment bildet, während der Mehrphasen-motor es stets besitzt, da es vom Stator erregt wird.

Bei dieser ersten Annäherung haben wir nur das Drehmoment des Arbeitsstromes J_2 mit dem Querfeld betrachtet. Das gesamte Drehmoment besteht aber aus zwei Teilen, von denen jeder ge-bildet ist aus dem Strom in einer Achse und dem Feld in der dazu senkrechten Achse. Es ist also noch das Produkt aus dem Strom J_3 der Erregerwindungen und dem Hauptfeld Φ_1 zu be-trachten. Da diese bei den gemachten Vernachlässigungen um 90° phasenverschoben sind, bilden sie kein Drehmoment. Wenn wir je-doch den Spannungsabfall des Stromes J_3 und seine Phasenver-schiebung gegen Φ_3 berücksichtigen, wird J_3 gegen Φ_1 nicht mehr ganz um 90° phasenverschoben sein und bildet mit ihm ein kleines negatives Drehmoment, das den Verlusten des Erregerstromes J_3 und des Querfeldes entspricht. Ferner ist der Winkel Θ_2 nicht konstant, da die Reaktanz der Rotorwicklung sich mit der Perioden-zahl der Rotorströme ändert.

Wenn wir den Rotor in seiner magnetischen Wirkung durch zwei feste Wicklungen ersetzen, in denen der Strom die Grund-periodenzahl hat, haben wir die beim Lauf im wirklichen Rotor entstehenden EMKe in diese Wicklungen einzuführen. Die hierbei auftretende Änderung der Reaktanz durch die Änderung der Periodenzahl des wirklichen Rotorstromes ergibt sich dann daraus, daß bei der Rotation nicht allein die Hauptfelder, sondern auch die Streufelder auf die Wicklungen induzierend zu denken sind. Es ist also die EMK der Rotation in der Erregerwicklung des Rotors

proportional der geometrischen Summe von Hauptfeld Φ_1 und Streufeld des Arbeitsstromes J_2 und in der Arbeitswicklung proportional dem Querfeld Φ_3 vermehrt um das Streufeld des Erregerstromes J_3 .

32. Grundgleichungen und Ersatzstromkreis.

Hiermit können wir nun die Grundgleichungen des Rotors aufstellen.

Bezeichnet wieder E_{2p} die vom Hauptfeld durch Pulsation induzierte EMK in der Arbeitswicklung und $j\mathfrak{S}_2x_2$ die vom Streufeld induzierte EMK, so ist die Summe von Haupt- und Streufeld proportional der geometrischen Summe dieser EMKe: $\mathfrak{E}_{2p} + j\mathfrak{S}_2x_2$.

Durch Rotation in diesen Feldern entstehen in der Erregerwicklung EMKe, die in Phase mit den Feldern und $\frac{c_r}{c}$ mal so groß wie die eben genannten EMKe sind, gegen die sie um 90° voreilen. Die von Haupt- und Streufeld des Arbeitsstromes in der Erregerwicklung durch Rotation induzierte resultierende EMK ist daher

$$-j\frac{c_r}{c}(\mathfrak{E}_{2p} + j\mathfrak{S}_2x_2).$$

Diese EMK hat einerseits den Spannungsabfall des Erregerstromes J_3r_2 zu überwinden, andererseits den von Querfeld und Streufeld induzierten EMKen der Selbstinduktion entgegenzuwirken; sie hat also den Komponenten

$$\mathfrak{S}_3r_2, \quad \mathfrak{S}_3\mathfrak{B}_a \quad \text{und} \quad -j\mathfrak{S}_3x_2,$$

das Gleichgewicht zu halten, worin $\mathfrak{B}_a = \frac{1}{\mathfrak{Y}_a}$ die Erregerimpedanz des Stromes J_3 ist.

Es ist also für die Erregerwicklung, da die geometrische Summe aller EMKe für den geschlossenen Stromkreis Null sein muß, zu setzen

$$-j\frac{c_r}{c}(\mathfrak{E}_{2p} + j\mathfrak{S}_2x_2) = \mathfrak{S}_3(\mathfrak{B}_a + r_2 - jx_2) = \mathfrak{S}_3(\mathfrak{B}_a + \mathfrak{B}_2). \quad (126)$$

In der Arbeitswicklung haben wir die EMK der Pulsation des Hauptfeldes E_{2p} und ihr entgegenwirkend die Gegen-EMKe der Rotation durch Querfeld und Streufeld des Erregerstromes. Diese EMKe setzen sich zu dem Spannungsabfall des Stromes $\mathfrak{S}_2(r_2 - jx_2)$ zusammen.

Die Gegen-EMKe der Rotation durch Querfeld und Streufeld des Erregerstromes sind nun wieder $\frac{c_r}{c}$ mal so groß wie die von

diesen Feldern in der Erregerwicklung induzierten EMKe. Ihre geometrische Summe ist also

$$-j \frac{c_r}{c} \mathfrak{Z}_3 (3_a - jx_2).$$

Für die Arbeitswicklung haben wir somit die Gleichung

$$\mathfrak{E}_{2p} - j \frac{c_r}{c} \mathfrak{Z}_3 (3_a - jx_2) = \mathfrak{Z}_2 (r_2 - jx_2) \quad . \quad (127)$$

Aus Gl. 126 ergibt sich

$$-j \frac{c_r}{c} \mathfrak{Z}_3 (3_a - jx_2) = -\left(\frac{c_r}{c}\right)^2 (\mathfrak{E}_{2p} + j \mathfrak{Z}_2 x_2) + j \mathfrak{Z}_3 r_2 \frac{c_r}{c}.$$

Dies in Gl. 127 eingesetzt ergibt:

$$\mathfrak{E}_{2p} \left[1 - \left(\frac{c_r}{c}\right)^2 \right] = \mathfrak{Z}_2 \left\{ r_2 - jx_2 \left[1 - \left(\frac{c_r}{c}\right)^2 \right] \right\} - j \mathfrak{Z}_3 r_2 \frac{c_r}{c}. \quad (127a)$$

Aus dem ersten und zweiten Glied dieser Gleichung ist ersichtlich, daß in der Arbeitswicklung nicht nur die vom Hauptfelde induzierte EMK E_{2p} beim Lauf durch die Gegen-EMK der Rotation im Felde Φ_3 kompensiert wird, sondern auch die vom Streufeld des Stromes J_2 induzierte EMK, was ja auch verständlich ist, da die Streufelder als Teile der Hauptfelder sich wie diese verhalten müssen.

Die EMKe werden aber nicht vollständig kompensiert, denn der Spannungsabfall $\mathfrak{Z}_3 r_2$ des Erregerstromes bedeutet ja eine Verkleinerung der in der Querachse liegenden Felder. Daher tritt auch ein diesem Spannungsabfall entsprechender Betrag als Verminderung der Gegen-EMKe in der Arbeitswicklung in die Gleichung ein.

Die angenäherte Beziehung $\Phi_3 = \frac{c_r}{c} \Phi_1$ läßt sich also nach Gl. 126 nun dahin berichtigen, daß Querfeld + Streufeld des Erregerstromes + einem Feldbetrag, der dem Ohmschen Spannungsabfall des Erregerstromes entspricht, gleich ist $\frac{c_r}{c}$ mal [Hauptfeld vermindert um das Streufeld des Rotorstromes der Arbeitswicklung], wobei die Summen geometrisch zu nehmen sind.

Beziehen wir nun die Rotor-EMK und den Rotorstrom auf den Stator, so ist die Rotor-EMK E_{2p}' entgegengesetzt gleich der dem Stator zugeführten Spannung E_1 , d. h.

$$\mathfrak{E}_{2p}' = -\mathfrak{E}_1,$$

und der Stator nimmt zur Kompensation des Rotorstromes J_2 einen entgegengesetzt gerichteten Strom J_2' von gleicher M.M.K. aus dem Netz auf. Es ist:

$$\mathfrak{Z}_2' = -\mathfrak{Z}_2 \frac{f_2 w_2}{f_1 w_1}.$$

Dies in Gl. 127a eingesetzt gibt auf primär reduziert

$$\mathfrak{E}_1 \left[1 - \left(\frac{c_r}{c} \right)^2 \right] = \mathfrak{Z}_2' \left\{ r_2' - jx_2' \left[1 - \left(\frac{c_r}{c} \right)^2 \right] \right\} + j \frac{c_r}{c} \mathfrak{Z}_3' r_2'. \quad (128)$$

Die mechanische Leistung, die dem Strome J_2 entspricht, ist

$$\mathfrak{E}_2 r \mathfrak{Z}_2 = -j \frac{c_r}{c} \mathfrak{E}_3 p \mathfrak{Z}_2 = -j \frac{c_r}{c} \mathfrak{Z}_3 \mathfrak{Z}_a \mathfrak{Z}_2$$

und die Leistung des Stromes \mathfrak{Z}_3

$$\mathfrak{E}_3 \mathfrak{Z}_3 = -j \frac{c_r}{c} \mathfrak{E}_2 p \mathfrak{Z}_3.$$

Aus Gl. 126 und 127 ergibt sich als Summe dieser Leistungen

$$\mathfrak{E}_2 r \mathfrak{Z}_2 + \mathfrak{E}_3 r \mathfrak{Z}_3 = \mathfrak{E}_2 p \mathfrak{Z}_2 - \mathfrak{Z}_2^2 \mathfrak{Z}_2 - \mathfrak{Z}_3^2 (\mathfrak{Z}_a + \mathfrak{Z}_2).$$

Die reellen Teile der Produkte rechts stellen die auf den Motor übertragene Leistung dar

$$E_{2p} J_2 \cos(E_{2p} J_2)$$

vermindert um die Stromwärmeverluste $J_2^2 r_2$ des Stromes in der Arbeitswicklung und vermindert um die vom Querfeld verursachten Eisenverluste und die Stromwärmeverluste des Erregerstromes, deren Summe gleich $J_3^2 (r_a + r_2)$ ist. Aus Gl. 128 ergibt sich

$$\mathfrak{Z}_2' = \frac{\mathfrak{E}_1}{\frac{r_2'}{1 - \left(\frac{c_r}{c} \right)^2} - jx_2'} - \frac{j \frac{c_r}{c} \mathfrak{Z}_3' r_2'}{r_2' - jx_2' \left[1 - \left(\frac{c_r}{c} \right)^2 \right]}.$$

Vernachlässigen wir das zweite Glied rechts, das vom Spannungsabfall des Erregerstromes herrührt und daher klein ist, so ist für konstanten Hauptkraftfluß die auf den Rotor übertragene Leistung

$$\frac{E_1^2 \frac{r_2'}{1 - \left(\frac{c_r}{c} \right)^2}}{\left(\frac{r_2'}{1 - \left(\frac{c_r}{c} \right)^2} \right)^2 + x_2'^2} \quad \dots \quad (129)$$

Zieht man von dieser Leistung den Stromwärmeverlust $J_2'^2 r_2'$ ab, so bleibt die Nutzleistung

$$\frac{E_1^2 \left(\frac{c_r}{c} \right)^2 \frac{r_2'}{1 - \left(\frac{c_r}{c} \right)^2}}{\left(\frac{r_2'}{1 - \left(\frac{c_r}{c} \right)^2} \right)^2 + x_2'^2} \quad \dots \quad (130)$$

verschoben, und die beiden gedachten Rotorwicklungen führen nur Arbeitsstrom, aber keinen Erregerstrom. Die von den Hauptfeldern induzierten EMKe sind in jeder der Rotorwicklungen E_1 und $\frac{c_r}{c} E_1$.

In analoger Ableitung wie oben für Gl. 128 erhalten wir hier für den Strom jeder Phase

$$\mathfrak{E}_1 \left[1 - \left(\frac{c_r}{c} \right) \right] = \mathfrak{Z}_2' \left[r_2' - j x_2' \left(1 - \frac{c_r}{c} \right) \right],$$

oder da $1 - \frac{c_r}{c}$ gleich der Schlüpfung s ist, wird für den Zweiphasenmotor

$$s \mathfrak{E}_1 = \mathfrak{Z}_2' (r_2' - j s x_2')$$

wie früher.

Dort hatten wir die Veränderung der Streureaktanz $s x_2$ mit der Geschwindigkeit daraus abgeleitet, daß die Periodenzahl des Stromes mit der Relativgeschwindigkeit des Rotors zum Drehfeld abnimmt. Hier denken wir uns den Rotor stillstehend und so auf den Stator wirkend, als ob die Periodenzahl der Ströme c ist. Dagegen stehen nun auch die Streufelder im Raume still und wirken auf die mit ihnen verketteten Wicklungen induzierend, was dasselbe bedeutet, als ob wir uns beim rotierenden Rotor die Periodenzahl abnehmend denken.

Setzt man aus Gl. 126 den Wert für J_3 in Gl. 128 ein, so findet man

$$(\mathfrak{E}_1 + j \mathfrak{Z}_2' x_2') \left[1 - \left(\frac{c_r}{c} \right)^2 + \left(\frac{c_r}{c} \right)^2 \frac{r_2'}{\mathfrak{Z}_a + \mathfrak{Z}_2'} \right] = \mathfrak{Z}_2' r_2'$$

$$\text{oder} \quad \mathfrak{E}_1 = \mathfrak{Z}_2' \left[\frac{1}{1 - \left(\frac{c_r}{c} \right)^2 - \frac{j x_2'}{\frac{r_2'}{r_2'} + \left(\frac{c_r}{c} \right)^2 \frac{1}{\mathfrak{Z}_a + \mathfrak{Z}_2'}}} \right]. \quad (133)$$

Wir erhalten daher für den Rotorstrom den Ersatzstromkreis Fig. 88.

Der Statorstrom ist zusammengesetzt aus dem Strom J_2' und dem Magnetisierungsstrom des Hauptfeldes

$$\mathfrak{Z}_a = \mathfrak{E}_1 \mathfrak{Y}_a.$$

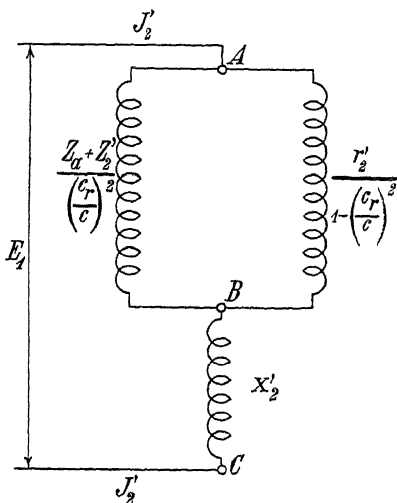


Fig. 88. Ersatzstromkreis des Rotors.

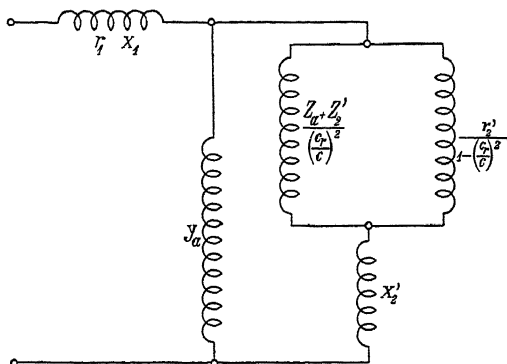


Fig. 89. Vollständiger Ersatzstromkreis.

Es ist also

$$\mathfrak{Z}_1 = \mathfrak{Z}_2' + \mathfrak{Z}_a$$

und die primäre Klemmenspannung

$$\mathfrak{P}_1 = \mathfrak{C}_1 + \mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Z}_1.$$

Der ganze Ersatzstromkreis des Motors wird daher durch Fig. 89 dargestellt.

Aus dem Ersatzstromkreis Fig. 89 leiten wir nun das Stromdiagramm durch Inversion ab.

33. Konstruktion des Stromdiagrammes.

Da der veränderliche Widerstand $\frac{r_2'}{1 - \left(\frac{c_r}{c}\right)^2}$ und die variable

Impedanz $\frac{\mathfrak{Z}_a + \mathfrak{Z}_2'}{\left(\frac{c_r}{c}\right)^2}$ parallel geschaltet sind, betrachten wir die ihnen entsprechenden Leitfähigkeiten

$$\text{die Konduktanz } \frac{1 - \left(\frac{c_r}{c}\right)^2}{r_2'}$$

$$\text{und die Admittanz } \frac{\left(\frac{c_r}{c}\right)^2}{\mathfrak{Z}_a + \mathfrak{Z}_2'}.$$

Wir tragen (s. Fig. 90) auf der Ordinatenachse

$$\overline{O'P_k''} = r_2'$$

ab; die hierzu inverse Leitfähigkeit sei in entsprechendem Maßstab

$$\overline{O'P_k'} = \frac{1}{r_2'}.$$

Macht man

$$\overline{P_k'C'} = \left(\frac{c_r}{c}\right)^2 \overline{O'P_k'} = \left(\frac{c_r}{c}\right)^2 \frac{1}{r_2'},$$

so ist

$$\overline{O'C'} = \frac{1 - \left(\frac{c_r}{c}\right)^2}{r_2'}.$$

Ferner tragen wir auf der Abszissenachse nach links $\overline{O'R} = x_2'$ auf, dann ist $\overline{RE} = r_2'$ und $\overline{O'E} = z_3'$. Hierzu addieren wir $\overline{ED} = x_a$ und senkrecht dazu $\overline{DB} = r_a$. Es ist nun $\overline{EB} = z_a$ und $\overline{O'B} = 3_a + 3_2'$. Durch Inversion von $\overline{O'B}$ erhalten wir

$$\overline{O'P_a'} = \frac{1}{3_a + 3_{a'}}$$

im Admittanzmaßstab und machen

$$\overline{O'F} = \left(\frac{c_r}{c}\right)^2 \overline{O'P_a'} = \frac{\left(\frac{c_r}{c}\right)^2}{3_a + 3_{a'}}.$$

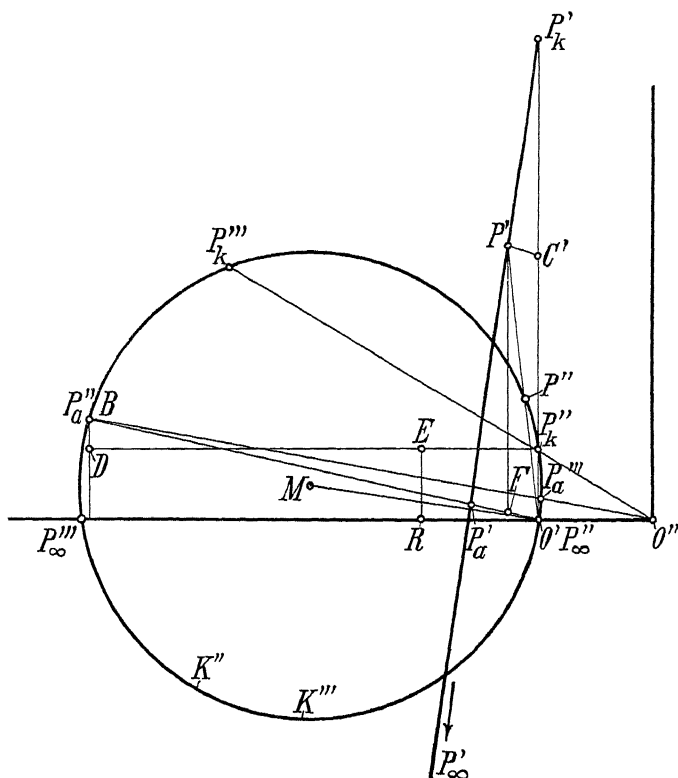


Fig. 90. Konstruktion des Stromdiagramms.

Die Resultierende der beiden Leitfähigkeiten $\overline{OC'}$ und \overline{OF} ist $\overline{OP'}$. Der Punkt P' bewegt sich auf der Geraden $\overline{P_a'P_k'}$, und es ist

$$\overline{P'_k P'} = \overline{P'_k P'_\alpha} \left(\frac{c_r}{c} \right)^2$$

Bei Stillstand $\left(\frac{c_r}{c} = 0\right)$ liegt der Punkt P' in P'_k , bei Synchronismus in P'_a , bei höherer als synchroner Geschwindigkeit liegt er auf der unteren Verlängerung der Geraden $\overline{P'_k P'_a}$ und gelangt bei unendlich großer Geschwindigkeit nach dem unendlich fernen Punkt dieser Geraden. Die obere Verlängerung der Geraden über P'_k hinaus entspricht keinem Betriebszustand, da hier $\left(\frac{c_r}{c}\right)^2 < 0$, $\frac{c_r}{c}$ also imaginär wird.

Durch Inversion der Admittanzgeraden $\overline{P'_k P'_a}$ in bezug auf O' als Inversionszentrum ergibt sich ein Kreis K'' durch O' als Impedanzdiagramm. Der Mittelpunkt M des Kreises liegt auf der Senkrechten von O' auf $\overline{P'_k P'_a}$. Der Punkt O' des Kreises entspricht unendlich großer Geschwindigkeit, der Punkt P''_k dem Stillstand, denn es ist $\overline{O' P''_k} = r'_2$, und der Punkt P''_a , der mit B zusammenfällt, dem Synchronismus, weil $\overline{O' B} = (\beta_a + \beta'_2)$ ist. Durch diese drei Punkte O' , P''_k und P''_a ist also der Kreis bestimmt. Einem beliebigen Punkt P' der Geraden $\overline{P'_k P'_a}$ bzw. einer Geschwindigkeit $\frac{c_r}{c}$ entspricht auf dem Kreis der Punkt P'' , der auf dem Strahl $\overline{O' P'}$ liegt, wobei, wie oben gezeigt,

$$\frac{\overline{P'_k P'}}{\overline{P'_k P'_a}} = \left(\frac{c_r}{c}\right)^2$$

ist. Wir messen also die quadratischen Werte der Geschwindigkeit mittels eines Strahlenbündels, dessen Scheitel O' mit dem Punkte für unendliche Geschwindigkeit zusammenfällt, derart, daß ein beliebiger Strahl $\overline{O' P''}$ den Abschnitt einer Parallelen zur Tangente in O' , der zwischen den Strahlen nach den Punkten für Stillstand und Synchronismus $\overline{O' P''_k}$ und $\overline{O' P''_a}$ liegt, im Verhältnis $\left(\frac{c_r}{c}\right)^2$ teilt.

Zu der durch den Kreis K'' bestimmten resultierenden Impedanz addieren wir die Reaktanz der Rotorwicklung x'_2 , indem wir den Ursprung von O' nach O'' um $\overline{O' O''} = x'_2$ verschieben. Invertieren wir den Kreis K'' in bezug auf den neuen Ursprung, so erhalten wir einen Kreis K''' , der uns die gesamte Admittanz des Rotorstromes darstellt, die wir durch den äquivalenten Stromkreis Fig. 88 ersetzt haben. In der Fig. 90 ist die Inversionspotenz so gewählt, daß der Kreis bei der Inversion derselbe bleibt. Wir haben daher den Rotorstrom bei Stillstand $\overline{O'' P'''_k}$ bei Synchronismus $\overline{O'' P'''_a}$ und bei unendlicher Geschwindigkeit $\overline{O'' P'''_\infty}$. Dies sind die Rotorströme, wenn der Hauptkraftfluß, d. h. E_1 konstant wäre.

Dem oberen Bogen $P_a'''P_k'''$ entsprechen die Geschwindigkeiten $\frac{c_r}{c} = 0$ bis $\frac{c_r}{c} = 1$, d. h. Betrieb als Motor; dem unteren Bogen $P_a'''P_\infty'''$ entsprechen übersynchrone Geschwindigkeiten, d. h. Betrieb als Generator, dem kurzen Bogen $P_k'''P_\infty'''$ entspricht kein Betriebszustand, denn dieser Bogen entspricht der oberen Verlängerung der Geraden über P_k' hinaus.

Bei Synchronismus haben wir den Rotorstrom $\overline{O''P_a''''}$ in der Arbeitswicklung. Er ist gleich $-jJ_3'$ d. h. gleich dem um 90° phasenverschobenen Strom in der Erregerwicklung. Dies ist auch ohne weiteres einzusehen, denn da die EMKe der beiden Hauptfelder in der Erregerwicklung sich bis auf die Impedanzspannung des Stromes J_3 aufheben, heben sie sich bei Synchronismus, wo die durch Rotation und Pulsation induzierten EMKe gleich groß sind, bis auf den gleichen Betrag auch in der Arbeitswicklung auf. Da beide gedachten Wicklungen dieselbe Impedanz haben, ergibt sich in beiden derselbe Strom, in der Arbeitswicklung um 90° phasenverschoben, weil dasselbe Feld in der einen Wicklung durch Rotation, in der anderen durch Pulsation, also 90° phasenverschoben, eine EMK induziert.

$$\text{Es ist} \quad -jJ_3' \left(\frac{c_r}{c} = 1 \right) = \frac{\mathfrak{E}_1}{\mathfrak{Z}_a + \mathfrak{Z}_2' - jx_2'};$$

daß hierin die Reaktanz x_2' zweimal vorkommt, ist selbstverständlich, da der Rotorstrom bei Synchronismus die doppelte Periodenzahl hat.

Die bei Synchronismus auf den Rotor übertragene Leistung ist

$$J_2'^2(r_a + r_2'),$$

oder, da $\left(\text{für } \frac{c_r}{c} = 1 \right) J_2'^2 = J_3'^2$ ist, gleich den Stromwärmeverlusten des Erregerstromes J_3' und den Eisenverlusten des Querfeldes.

Außer diesen Verlusten tritt aber der Stromwärmeverlust $J_2'^2 r_2'$ nochmals in der Arbeitswicklung auf, und da er nicht elektrisch auf den Rotor übertragen wird, muß er ihm mechanisch zugeführt werden.

Wir sehen also wieder wie in Kap. VII, daß bei Synchronismus dem Rotor die Stromwärmeverluste zur Hälfte mechanisch und zur Hälfte elektrisch zugeführt werden.

Daher erhalten wir den Punkt, wo die mechanische Leistung des Motors bzw. das Drehmoment Null ist, wenn wir zur Ordinate des Punktes P_a''' die Kupferverluste dieses Stromes nochmals addieren, weil hierbei der gesamte Strom sich nur wenig ändert.

Um das Stromdiagramm für konstante primäre Klemmenspannung nach dem Ersatzstromkreis (Fig. 89) zu ergänzen, haben wir zu der durch den Kreis dargestellten Admittanz des Rotorstromes die konstante Admittanz \mathfrak{Y}_a (s. Fig. 89) durch Verschiebung des Koordinatenursprungs in bekannter Weise zu addieren, dann in bezug auf den neuen Ursprung zu invertieren, die konstante Impedanz z_1 zu addieren und wieder zu invertieren.

Diese Konstruktionen bieten nichts Neues. Sie sind daher in Fig. 90 fortgelassen, denn bei der Inversion ergibt sich immer wieder ein Kreis, so daß das endgültige Stromdiagramm ein Kreis ist.

34. Vergleich der Ergebnisse der Quersfeldtheorie und der Drehfeldtheorie.

Wir können nun untersuchen, ob der so erhaltene Kreis mit dem im Kap. VII aus der Drehfeldtheorie erhaltenen Kreis identisch ist.

Dies könnte etwa dadurch geschehen, daß man die analytischen Ausdrücke der beiden Ersatzstromkreise, Fig. 79 S. 126 einerseits und der Fig. 89 andererseits miteinander vergleicht.

Die allgemeinen Ausdrücke werden jedoch ziemlich unübersichtlich. Da die Kreise aber durch 3 Punkte bestimmt sind, genügt es, die 3 besonderen Punkte für Stillstand, Synchronismus und unendliche Geschwindigkeit zu vergleichen, für welche die Formeln sich vereinfachen. Bei dem Vergleich ist zu berücksichtigen, daß bei der Drehfeldtheorie die Admittanz \mathfrak{Y}_a sich auf eine Mehrphasenwicklung von der halben Windungszahl der Einphasenwicklung bezieht, d. h. \mathfrak{Y}_a ist bei der Drehfeldtheorie zweimal so groß wie bei der Quersfeldtheorie. Ebenso sind die Impedanzen $\mathfrak{Z}_2' = (r_2' - jx_2')$ bei der Drehfeldtheorie halb so groß wie bei der Quersfeldtheorie.

Für Stillstand erhalten wir aus dem Ersatzstromkreis der Drehfeldtheorie (Fig. 79) die Impedanz

$$\mathfrak{Z}_1 + \frac{2}{\frac{1}{\mathfrak{Z}_2'} + \mathfrak{Y}_a}.$$

Ersetzen wir nun \mathfrak{Z}_2' durch $\frac{\mathfrak{Z}_2'}{2}$ und \mathfrak{Y}_a durch $2\mathfrak{Y}_a$, so erhalten wir

$$\mathfrak{Z}_1 + \frac{2}{\frac{2}{\mathfrak{Z}_2'} + 2\mathfrak{Y}_a} = \mathfrak{Z}_1 + \frac{1}{\frac{1}{\mathfrak{Z}_2'} + \mathfrak{Y}_a},$$

und dies ist der Ausdruck, den auch Fig. 89 für $\frac{c_r}{c} = 0$ ergibt.

Diese Punkte stimmen also überein.

Für unendliche Geschwindigkeit erhält man ähnliche Ausdrücke wie für Stillstand, nur steht an Stelle der Impedanz \mathfrak{Z}_2' die Reaktanz $-jx_2'$; diese Punkte stimmen also ebenfalls überein.

Bei Synchronismus erhalten wir aus Fig. 79 S. 126, abgesehen von der Statorimpedanz \mathfrak{Z}_1 , die Admittanz

$$\frac{1}{\mathfrak{Y}_a + \frac{1}{\mathfrak{Y}_a + \frac{1}{\frac{r_2'}{2} - jx_2'}}} = \frac{\mathfrak{Y}_a \left[1 + \mathfrak{Y}_a \left(\frac{r_2'}{2} - jx_2' \right) \right]}{1 + 2\mathfrak{Y}_a \left(\frac{r_2'}{2} - jx_2' \right)}$$

Ersetzen wir darin wieder \mathfrak{Y}_a durch $2\mathfrak{Y}_a$ und

$$\frac{r_2'}{2} - jx_2' \text{ durch } \frac{r_2'}{4} - j\frac{x_2'}{2},$$

so erhalten wir

$$\frac{2\mathfrak{Y}_a \left[1 + 2\mathfrak{Y}_a \left(\frac{r_2'}{4} - j\frac{x_2'}{2} \right) \right]}{1 + 4\mathfrak{Y}_a \left(\frac{r_2'}{4} - j\frac{x_2'}{2} \right)} = \frac{\mathfrak{Y}_a [2 + \mathfrak{Y}_a (r_2' - j2x_2')]}{1 + \mathfrak{Y}_a (r_2' - j2x_2')}.$$

Aus Fig. 89 erhalten wir für $\frac{c_r}{c} = 1$, abgesehen von der Statorimpedanz,

$$\begin{aligned} \mathfrak{Y}_a + \frac{1}{\mathfrak{Z}_a + \mathfrak{Z}_2' - jx_2} &= \mathfrak{Y}_a + \frac{1}{\frac{1}{\mathfrak{Y}_a} + (r_2' - 2jx_2')} \\ &= \frac{\mathfrak{Y}_a [2 + \mathfrak{Y}_a (r_2' - 2jx_2')]}{1 + \mathfrak{Y}_a (r_2' - 2jx_2')}, \end{aligned}$$

also wieder denselben Ausdruck. Es decken sich somit die drei Punkte und damit die ganzen Kreise; beide Theorien ergeben das gleiche Resultat.

35. Das Querfeld im Stromdiagramm.

Im Stromdiagramm läßt sich Größe und Phase des Querfeldes für alle Geschwindigkeiten darstellen, und da das Ergebnis sich leicht experimentell prüfen läßt, soll dies noch gezeigt werden.

Der Abschnitt der Parallelen zur Tangente in P_∞ zwischen den Strahlen $\overline{P_\infty P_k}$ und $\overline{P_\infty P_a}$ wird durch einen beliebigen Strahl $\overline{P_\infty P}$ im Verhältnis

$$\frac{\overline{AB}}{\overline{AC}} = \left(\frac{c_r}{c}\right)^2$$

geteilt, und $\frac{c_r}{c}$ ist ein Maß für die Geschwindigkeit, die dem Kreispunkt P entspricht.

Übrigens kann man auch hier, wie in Kap. V für Mehrphasenmotoren gezeigt ist, den Scheitel des Strahlenbündels statt nach P_∞ nach jedem beliebigen Kreispunkt legen. Die Tangente in P_∞ geht dann in die Sehne über, welche den neuen Scheitel mit P_∞ verbindet, und die Geschwindigkeitslinie ist die Parallele zu dieser Sehne. Es sind dann in dem neuen Strahlenbündel alle Winkel dieselben wie in dem früheren.

Um nun ein Maß für das Querfeld zu finden, berücksichtigen wir, daß nach Gl. 126 S. 143 der Erregerstrom des Querfeldes

$$\mathfrak{I}_3' = j \frac{(\mathfrak{E}_1 + j \mathfrak{I}_2' x_2') \frac{c_r}{c}}{\mathfrak{Z}_a + \mathfrak{Z}_2'}$$

ist.

Der gesamte durch das Stromdiagramm, Fig. 91 dargestellte Strom des Einphasenmotors ist

$$\overline{OP} = \mathfrak{I}_1 = \mathfrak{I}_a + \mathfrak{I}_2'.$$

\mathfrak{I}_2' ist der auf primär reduzierte Strom der Arbeitswicklung des Rotors und gleich $\frac{\mathfrak{E}_1}{\mathfrak{Z}_r'}$, wenn \mathfrak{Z}_r' die auf primär reduzierte veränderliche äquivalente Impedanz des Rotors nach Fig. 88 und $\mathfrak{I}_a = \mathfrak{E}_1 \mathfrak{Y}_a$ der Magnetisierungsstrom des Stators ist. Da wir hier konstante Klemmenspannung zugrunde gelegt haben, haben wir den Ausdruck für \mathfrak{I}_3' umzuformen.

Es wird

$$\mathfrak{I}_1 = \mathfrak{E}_1 \left(\frac{1}{\mathfrak{Z}_r'} + \mathfrak{Y}_a \right),$$

und da

$$\mathfrak{E}_1 + \mathfrak{I}_1 \mathfrak{Z}_1 = \mathfrak{P}_1$$

ist, ist

$$\mathfrak{E}_1 \left[1 + \mathfrak{Z}_1 \left(\frac{1}{\mathfrak{Z}_r'} + \mathfrak{Y}_a \right) \right] = \mathfrak{P}_1$$

oder

$$\mathfrak{E}_1 = \frac{\mathfrak{P}_1 \mathfrak{Z}_r'}{\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_r' (1 + \mathfrak{Y}_a \mathfrak{Z}_1)} = \mathfrak{P}_1 \frac{\mathfrak{Z}_r'}{\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_r' \mathfrak{E}_1},$$

worin

$$\mathfrak{C}_1 = 1 + \mathfrak{Y}_a \mathfrak{Z}_1 = C_1 e^{j\alpha_1}$$

ist und dieselbe Bedeutung hat wie in Kapitel IV, Seite 67.

Es wird somit

$$\mathfrak{Z}_2' = \frac{\mathfrak{P}_1}{\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_r' \mathfrak{C}_1} \quad . \quad . \quad . \quad (134)$$

und

$$(\mathfrak{C}_1 + j \mathfrak{Z}_2' x_2') = \frac{\mathfrak{P}_1 (\mathfrak{Z}_r' + j x_2')}{\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_r' \mathfrak{C}_1} \quad . \quad . \quad . \quad (135)$$

Um diese Größe im Diagramm zu finden, berücksichtigen wir, daß, wenn $\overline{O'O'}$ in Fig. 91 den Strom bei offenem Rotor

$$= \mathfrak{P}_1 \frac{\mathfrak{Y}_a}{1 + \mathfrak{Y}_a \mathfrak{Z}_1} = \mathfrak{P}_1 \frac{\mathfrak{Y}_a}{\mathfrak{C}_1}$$

darstellt, ein Strahl von O' nach dem Kreis

$$\overline{O'P} = \frac{\mathfrak{Z}_2'}{\mathfrak{C}_1}$$

ist (siehe auch S. 84).

Nach Gl. 134 ist also

$$\overline{O'P} = \frac{\mathfrak{Z}_2'}{\mathfrak{C}_1} = \frac{\mathfrak{P}_1}{\mathfrak{C}_1 (\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_r' \mathfrak{C}_1)}$$

und für den Punkt P_∞ , für den $\mathfrak{Z}_r' = -j x_2'$ ist, wird

$$\overline{O'P}_\infty = \frac{\mathfrak{Z}_2'(\infty)}{\mathfrak{C}_1} = \frac{\mathfrak{P}_1}{\mathfrak{C}_1 (\mathfrak{Z}_1 - j x_2' \mathfrak{C}_1)}.$$

Es ist also

$$\begin{aligned} \overline{P_\infty P} &= \overline{O'P}_\infty - \overline{O'P} = \frac{\mathfrak{P}_1}{\mathfrak{C}_1} \left(\frac{1}{\mathfrak{Z}_1 - j x_2' \mathfrak{C}_1} - \frac{1}{\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_r' \mathfrak{C}_1} \right) \\ &= \mathfrak{P}_1 \frac{(\mathfrak{Z}_r' + j x_2')}{(\mathfrak{Z}_1 - j x_2' \mathfrak{C}_1)(\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_r' \mathfrak{C}_1)}. \end{aligned}$$

Es verhält sich daher

$$\frac{\overline{P_\infty P}}{\overline{P_\infty O'}} = \frac{(\mathfrak{Z}_r' + j x_2') \mathfrak{C}_1}{\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_r' \mathfrak{C}_1}$$

d. h. nach Gl. 135 wie

$$= \mathfrak{C}_1 \frac{\mathfrak{C}_1 + j x_2' \mathfrak{Z}_2'}{\mathfrak{P}_1} \quad . \quad . \quad . \quad (136)$$

Es stellt also ein Strahl $\overline{P_\infty P}$ im Kreisdiagramm die EMK $(\mathfrak{C}_1 + j x_2' \mathfrak{Z}_2')$ in demselben Maßstab dar, in dem $\overline{O'P}_\infty$ die Klemmenspannung \mathfrak{P}_1 dividiert durch den konstanten Faktor \mathfrak{C}_1 darstellt. Anstatt nun den Strom

$$\mathfrak{Z}_3' = j \frac{c_r}{c} \frac{\mathfrak{C}_1 + j \mathfrak{Z}_2' x_2'}{\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_2'}$$

zu konstruieren, kann man auch die von ihm induzierte EMK $\mathfrak{E}_{3'p} = \mathfrak{I}_3' \mathfrak{I}_a$ ermitteln, die dem Querfeld proportional ist. Es ist dann

$$\mathfrak{E}_{3'p} = \mathfrak{I}_3' \mathfrak{I}_a = j \frac{c_r}{c} \frac{(\mathfrak{E}_1 + j \mathfrak{I}_2' x_2')}{\mathfrak{I}_a + \mathfrak{I}_2'} \mathfrak{I}_a = j \frac{c_r}{c} \frac{\mathfrak{E}_1 + j \mathfrak{I}_2' x_2'}{\mathfrak{E}_2},$$

worin

$$\mathfrak{E}_2 = 1 + \frac{\mathfrak{I}_2'}{\mathfrak{I}_a} = 1 + \mathfrak{Y}_a \mathfrak{I}_2'$$

ist.

Multipliziert man daher einen Strahl $\overline{P_\infty P}$ mit der dem Punkt P entsprechenden Geschwindigkeit $\frac{c_r}{c}$ und macht

$$\overline{P_\infty D} = \frac{c_r}{c} \overline{P_\infty P},$$

so ist nach Gl. 136

$$\frac{\overline{P_\infty D}}{\overline{P_\infty O'}} = \frac{\frac{c_r}{c} \overline{P_\infty P}}{\overline{P_\infty O'}} = \frac{c_r}{c} \mathfrak{E}_1 \frac{\mathfrak{E}_1 + j \mathfrak{I}_2' x_2'}{\mathfrak{I}_1} = \mathfrak{E}_1 \mathfrak{E}_2 \frac{\mathfrak{E}_{3'p}}{j \mathfrak{I}_1}.$$

Abgesehen von dem Produkte $\mathfrak{E}_1 \mathfrak{E}_2$, das sich nur wenig von 1 unterscheidet, verhalten sich also die Strecken $\overline{P_\infty D}$ zu $\overline{P_\infty O'}$ wie $\mathfrak{E}_{3'p}$ zu \mathfrak{I}_1 .

Da für Stillstand

$$\frac{\overline{OP_k}}{\overline{O'P_k}} = \mathfrak{E}_1 \mathfrak{E}_2$$

und angenähert

$$\frac{\overline{OP_\infty}}{\overline{O'P_\infty}} \simeq \frac{\overline{OP_k}}{\overline{O'P_k}}$$

ist, wird

$$\frac{\overline{P_\infty D}}{\overline{P_\infty O}} = \frac{\mathfrak{E}_{3'p}}{j \mathfrak{I}_1} \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \quad (137)$$

Um die Spannungen in der richtigen Phase gegeneinander zu erhalten, ist $\overline{P_\infty O}$ noch um 90° im Sinne der Voreilung zu drehen nach $\overline{P_\infty X}$.

Führt man die Konstruktion durch, so bewegt sich der Punkt D auf einer Kurve Q , die in P_∞ zweimal spitz zuläuft, denn es ist $\mathfrak{E}_{3'p} = 0$ sowohl für Stillstand, als auch für $\frac{c_r}{c} = \infty$. Die Kurve hat also in P_∞ einen Doppelpunkt und zwei verschieden gerichtete Tangenten. Man erkennt leicht, daß die Kurve Q die eine Hälfte der Schleife, Fig. 71 S. 117 ist, die wir in dem Spannungsdiagramm der Drehfeldtheorie gefunden haben.

Die hier konstruierte Kurve Q läßt sich experimentell aufnehmen.

Da nämlich die Rotorwicklung auf die Windungszahl des Stators reduziert ist und E'_s sich auf diese bezieht, kann man E'_s als die induzierte EMK einer Hilfsstatorwicklung messen, die räumlich um $\frac{1}{2}$ Polteilung gegen die Hauptstatorwicklung verschoben ist.

F. Eichberg hat eine derartige Messung zuerst in der ETZ 1903, S. 446, jedoch ohne die hier gegebene Ableitung der Kurve, veröffentlicht.

Ist der Stator zweiphasig gewickelt, so benützt man die eine Phase I (Fig. 92) als einphasige Statorwicklung des Einphasenmotors, die an die konstante Klemmenspannung P_1 angeschlossen wird. In der zweiten Phase II erhält man die induzierte EMK E'_s , und um die Phasenverschiebung zwischen ihnen zu finden, hat man nur noch die resultierende Spannung P' zu messen.

Fig. 93 zeigt das Resultat einer solchen Messung, aufgenommen an einem kleinen Motor mit Zweiphasenwicklung im E. T. I., und es ist daraus die Übereinstimmung des Charakters dieser Kurve mit der in Fig. 91 konstruierten ersichtlich (vgl. auch Fig. 71 S. 117).

Die eingeschriebenen Zahlen geben die Werte von $\frac{c_r}{c}$ an.

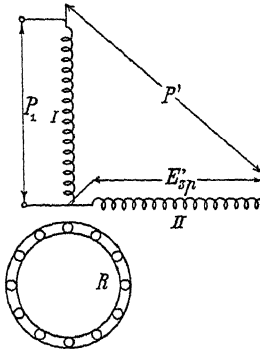
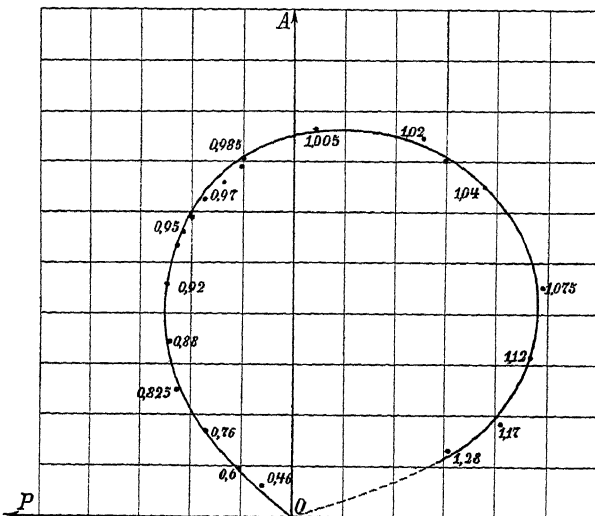


Fig. 92.



36. Darstellung der vom Querfeld verursachten Verluste.

Da die Größe des Querfeldes nicht durch einen Kreis dargestellt ist, ist noch zu beweisen, daß die Verluste des Querfeldes und somit die gesamten Verluste in gewohnter Weise durch gerade Linien dargestellt werden können.

Hierzu stellen wir die Polargleichung der Kurve Q (Fig. 91) mit P_∞ als Pol auf.

Es sei

$$\sphericalangle A P_\infty M = \varepsilon$$

$$\sphericalangle P_a P_\infty M = \zeta$$

und der variable Winkel.

$$\sphericalangle P P_\infty M = \delta.$$

Nach der Konstruktion ist

$$\overline{P_\infty D} = \overline{P_\infty P} \frac{c_r}{c} = \overline{P_\infty P} \sqrt{\frac{AB}{AC}}.$$

Nun ist

$$\frac{\overline{AB}}{\overline{AC}} = \frac{\operatorname{tg} \varepsilon - \operatorname{tg} \delta}{\operatorname{tg} \varepsilon - \operatorname{tg} \zeta}$$

und

$$\overline{P_\infty P} = D \cos \delta,$$

worin D der Kreisdurchmesser ist.

Es ist daher

$$\overline{P_\infty D} = D \cos \delta \sqrt{\frac{\operatorname{tg} \varepsilon - \operatorname{tg} \delta}{\operatorname{tg} \varepsilon - \operatorname{tg} \zeta}} \quad . \quad . \quad (138)$$

oder, da D , ε und ζ Konstante sind,

$$\overline{P_\infty D} = k \cos \delta \sqrt{k' - \operatorname{tg} \delta}$$

oder nach Umformung

$$\overline{P_\infty D} = k'' \sqrt{k'(1 + \cos 2\delta) - \sin 2\delta} \quad . \quad . \quad (138a)$$

Fällen wir ein Lot \overline{PF} von P auf $\overline{P_\infty P_k}$, so ist

$$\begin{aligned} \overline{PF} &= \overline{P_\infty P} \sin(\varepsilon - \delta) \\ &= D \cos \delta \cdot \sin(\varepsilon - \delta) \\ &= D \cos^2 \delta \cos \varepsilon (\operatorname{tg} \varepsilon - \operatorname{tg} \delta). \end{aligned}$$

Nach Gl. 138 ist

$$E_{s_p}'^2 = (\overline{P_\infty D})^2 = D^2 \cos^2 \delta \frac{\operatorname{tg} \varepsilon - \operatorname{tg} \delta}{\operatorname{tg} \varepsilon - \operatorname{tg} \zeta}.$$

Es ist daher

$$\overline{PF} = E_{s_p}'^2 \frac{\cos \varepsilon}{D} (\operatorname{tg} \varepsilon - \operatorname{tg} \zeta) = k E_{s_p}'^2.$$

Der Abstand des Kreispunktes von der Geraden $\overline{P_\infty P_k}$ ist also ein Maß für die Verluste des Quersfeldes, so daß auch hier die Gesamtverluste durch gerade Linien dargestellt werden können.

37. Konstruktion des Arbeitsdiagrammes.

Zur Konstruktion des Arbeitsdiagrammes eines fertigen Motors benutzen wir wieder die Leerlauf- und Kurzschlußmessung, aus denen wir zwei Punkte des Diagrammes erhalten.

Bei Kurzschluß haben wir dem Motor bei einem Strom J_{1k} die Leistung $W_{1k} = J_{1k}^2 r_k$ zuzuführen, wobei die Klemmenspannung

$$P_{1k} = J_{1k} \sqrt{r_k^2 + x_k^2}$$

ist. Aus den gemessenen oder berechneten Größen P_{1k} , J_{1k} und W_{1k} erhalten wir daher den Wattstrom

$$J_{1kw} = \frac{W_{1k}}{P_{1k}}$$

und den wattlosen Strom

$$J_{1kul} = \sqrt{J_{1k}^2 - J_{1kw}^2}.$$

Bei Leerlauf führen wir dem Motor bei der Klemmenspannung P_1 den Strom J_0 und die Leistung W_0 zu. Die wattlose Komponente J_{0wl} des Stromes ist dabei annähernd doppelt so groß wie die des Magnetisierungsstromes bei offenem Rotor, also

$$J_{0wl} \cong 2 J_{aul}.$$

Genauer finden wir folgende Beziehung zwischen J_{0wl} und J_{awl} . Aus Gl. 128 folgt für $c_r = c$, d. h. für Synchronismus

$$\Im_2' = -j \Im_3'$$

und aus Gl. 126 S. 143

$$-j(\mathfrak{E}_2' - \Im_3' x_2') = \Im_3'(\beta_a + \beta_2').$$

Setzen wir hierin

$$\Im_3' = \mathfrak{E}_3' \mathfrak{Y}_a$$

und

$$\mathfrak{E}_2' = -\mathfrak{E}_1,$$

so wird

$$\mathfrak{E}_3'(1 + \mathfrak{Y}_a \beta_2' - j \mathfrak{Y}_a x_2') = -j \mathfrak{E}_2' = j \mathfrak{E}_1.$$

Da angenähert

$$(1 - j x_2' \mathfrak{Y}_a) \cong (1 + \mathfrak{Y}_a \beta_2') = \mathfrak{E}_2$$

ist, wird

$$\mathfrak{E}_3' = \frac{j \mathfrak{E}_1}{2 \mathfrak{E}_2 - 1}.$$

Es ist daher

$$\mathfrak{I}_2' \left(\frac{c_r}{c} = 1 \right) = -j \mathfrak{I}_3' = \mathfrak{C}_1 \frac{\mathfrak{Y}_a}{2 \mathfrak{C}_2 - 1}$$

und

$$\mathfrak{I}_1 \left(\frac{c_r}{c} = 1 \right) = \mathfrak{I}_2' + \mathfrak{I}_a = \mathfrak{C}_1 \left(\frac{\mathfrak{Y}_a}{2 \mathfrak{C}_2 - 1} + \mathfrak{Y}_a \right) = \mathfrak{I}_a \left(1 + \frac{1}{2 \mathfrak{C}_2 - 1} \right).$$

Daher wird die wattlose Komponente des Leerlaufstromes

$$J_{0wl} = J_{a wl} \left(1 + \frac{1}{2 C_2 - 1} \right) \quad . \quad . \quad . \quad (139)$$

Durch Messung des Leerlaufstromes J_0 , der zugeführten Leistung W_0 und der Klemmenspannung P_1 finden wir die Wattkomponente des Leerlaufstromes zu

$$J_{0u} = \frac{W_0}{P_1}$$

und die wattlose Komponente zu

$$J_{0wl} = \sqrt{J_0^2 - J_{0u}^2}.$$

Die Leerlaufverluste bestehen aus Eisenverlusten, Stromwärme- und Reibungsverlusten.

Die Eisenverluste treten hauptsächlich im Stator auf. Im Rotor sind sie nahezu Null, weil das Drehfeld fast kreisförmig ist und der Rotor synchron mit ihm rotiert.

Zu den Stromwärmeverlusten des Statorstromes addieren sich noch die des Rotorstromes.

Da

$$J_{20}' \cong \frac{J_0}{2}$$

ist, wird der Rotorkupferverlust bei Leerlauf

$$2 J_{20}'^2 r_2' = 2 \left(\frac{J_0}{2} \right)^2 r_2',$$

und da

$$r_2' \cong r_1$$

ist,

$$= \frac{1}{2} J_0^2 r_1,$$

so daß der gesamte Stromwärmeverlust bei Leerlauf angenähert

$$\frac{3}{2} J_0^2 r_1$$

ist.

Der Kreismittelpunkt liegt nun zunächst auf der Mittelsenkrechten der Sehne $\overline{P_k P_0}$. Den zweiten Ort kann man wie beim

Mehrphasenmotor finden (s. S. 103 Fig. 66), indem man den Abschnitt einer Parallelen zur Ordinatenachse im Leerlaufpunkt zwischen diesem und $\overline{OP_k}$ halbiert. Die Ordinate des Halbierungspunktes ist sehr angenähert die Ordinate des Kreismittelpunktes.

Diese Konstruktion gilt beim Einphasenmotor nicht streng, weil bei ihm die Belastung nicht rein induktionsfrei ist, da der Rotor nicht nur mechanische Arbeit leistet, sondern auch einen wattlosen Strom erzeugt.

Man hätte also statt einer Parallelen zur Ordinatenachse im Leerlaufpunkt eine um einen Winkel φ_2 dagegen geneigte Gerade zu ziehen und auf dieser in der Mitte zwischen P_0 und dem Schnitt mit $\overline{OP_k}$ eine Senkrechte zu errichten.

Nun ist aber mit großer Annäherung

$$\operatorname{tg} \varphi_2 \cong 2g_a r_2$$

bei normalen Motoren in der Größenordnung 0,02, d. h. φ_2 meist kleiner als $1\frac{1}{2}^\circ$. Man kann also mit genügender Genauigkeit die beim Mehrphasenmotor angewendete Methode auch hier verwenden.

Mit derselben Annäherung, d. h. $\varphi_2 = 0$, berechnet sich der Winkel α , den die Zentrale mit der Abszissenachse bildet

$$\operatorname{tg} \alpha \cong \frac{\frac{1}{2}J_{0w} \sin \varphi_k + \frac{3}{2}J_{0wl} \cos \varphi_k}{J_k + J_{0wl} \sin \varphi_k - J_{0w} \cos \varphi_k} \quad . \quad . \quad (140)$$

In dem Arbeitsdiagramm Fig. 94 ist wieder die Abszissenachse die Linie der zugeführten Leistung $\mathfrak{B}_1 = 0$.

Die Linie der Nutzleistung $\mathfrak{B}_2 = 0$ geht durch den Kurzschlußpunkt und durch den Leerlaufpunkt.

Eine Drehmomentlinie existiert beim Einphasenmotor nicht, denn sie müßte durch P_0 , P_k und P_∞ gehen, da in diesen drei Punkten das Drehmoment Null ist. Es ist daher nur möglich, das Drehmoment aus der Nutzleistung mittels Division durch $\frac{c_r}{c}$ zu finden.

Als Linie der gesamten Leerlaufverluste $\mathfrak{B}_0 = 0$ haben wir die Tangente an den Kreis im Kurzschlußpunkt anzusehen.

Die Linie der Kurzschlußverluste $\mathfrak{B}_k = 0$ ist die Halbpolare des Ursprungs O in bezug auf den Kreis.

Die resultierende Verlustlinie $\mathfrak{B} = 0$ geht deshalb durch den Schnittpunkt S_1 von $\mathfrak{B}_0 = 0$ und $\mathfrak{B}_k = 0$ und durch den Schnittpunkt S_2 der Geraden $\mathfrak{B}_1 = 0$ und $\mathfrak{B}_2 = 0$.

Die Wirkungsgradlinie ist wieder eine Parallele zu $\mathfrak{B}_1 = 0$, deren Abschnitt zwischen $\mathfrak{B} = 0$ und $\mathfrak{B}_2 = 0$ durch einen Strahl

Die Geschwindigkeitslinie erhalten wir nun, wie gezeigt, durch eine Parallele $\overline{C_1 C_2}$ zu einer Sehne $\overline{LP_\infty}$ zwischen den Strahlen $\overline{LP_k}$ und $\overline{LP_a^1}$, und der beliebige Strahl \overline{LP} teilt $\overline{C_1 C_2}$ im Verhältnis

$$\frac{\overline{CP_1}}{\overline{C_1 C_2}} = \left(\frac{c_r}{c}\right)^2.$$

Hierbei sehen wir als Unterschied gegenüber dem Mehrphasenmotor, daß einer bestimmten Abnahme der Geschwindigkeit von Leerlauf ausgehend eine größere Verschiebung auf dem Kreis, d. h. eine größere Änderung des Stromes und der Belastung entspricht. Es hat daher der Einphasenmotor von Leerlauf bis Belastung einen kleineren Tourenabfall als der Mehrphasenmotor. Dies Verhalten ist auch erklärlich, weil beim Einphasenmotor jeder Geschwindigkeitsabnahme (Belastung) auch eine Verkleinerung des Querschnittes entspricht, der Strom also doppelt wachsen muß, um das Drehmoment zu leisten. Daher liegt auch die maximale Leistung, die wir durch das Lot \overline{MU} auf die Leistungslinie $\mathfrak{W}_2 = 0$ finden, beim Einphasenmotor bei höherer Geschwindigkeit als beim Mehrphasenmotor, wie wir schon auf S. 146 gesehen hatten.

Die maximale Leistung ist allgemein

$$W_{2max} = P_1 \frac{J_k - J_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_k) \cos \varphi_2}{2[1 + \cos(\varphi_k - \varphi_2 + \Delta\psi)]}.$$

Setzt man wieder $\varphi_2 \cong 0$,

$$\sin \Delta\psi \cong \frac{1}{2} \frac{J_0}{J_k} \sin(\varphi_0 - \varphi_k) \quad \text{und} \quad \cos \Delta\psi \cong 1,$$

$$\text{so wird } W_{2max} = P_1 \frac{J_k - J_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_k)}{2\left(1 + \cos \varphi_k - \frac{1}{2} \frac{J_0}{J_k} \sin \varphi_k \sin(\varphi_0 - \varphi_k)\right)} \quad (141)$$

oder angenähert

$$W_{2max} = P_1 \frac{J_k - J_0}{2(1 + \cos \varphi_k)} \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad (141a)$$

Im Vergleich zum Mehrphasenmotor (s. Gl. 117b S. 109), z. B. einem Zweiphasenmotor, haben wir denselben Kurzschlußstrom wie bei diesem in jeder Phase, aber den doppelten Leerlaufstrom.

Daher ist die maximale Leistung auf weniger als die Hälfte des Mehrphasenmotors heruntergegangen.

Berücksichtigt man aber, daß die Verluste und die Erwärmung kleiner sind, so kann man dem Motor eine ca. 15% größere Spannung zuführen und erhält dann für den Einphasenmotor etwas mehr als 60% der maximalen Leistung des Mehrphasenmotors.

¹⁾ Im Diagramm Fig. 94 ist, wie es praktisch oft der Fall ist, angenommen, daß die Punkte P_a und P_0 fast genau zusammenfallen. Vgl. dagegen Fig. 95.

38. Beispiel eines Arbeitsdiagrammes des einphasigen Induktionsmotors.

Derselbe Motor, dessen Arbeitsdiagramm als dreiphasiger Induktionsmotor in Kap. VI, S. 105 konstruiert worden ist, wurde

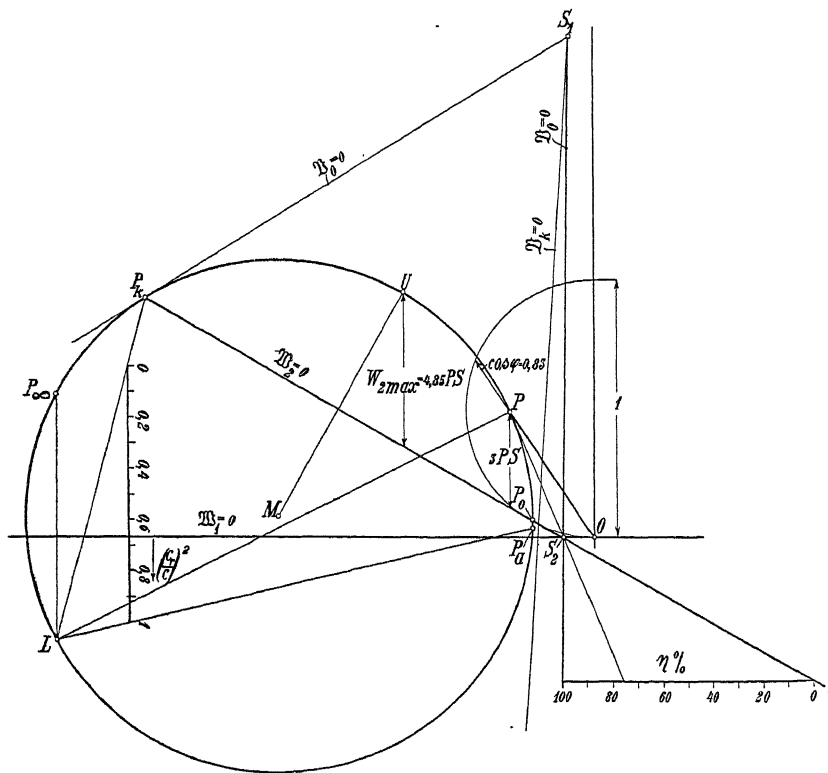


Fig. 95. Arbeitsdiagramm.

als einphasiger Induktionsmotor untersucht, indem nur zwei Phasen der Statorwicklung angeschlossen wurden. Es ergab sich

$$J_k' = 27 \text{ Amp.} \quad P_k = 32,5 \text{ Volt} \quad W_k = 410 \text{ Watt.}$$

Hieraus wird der Kurzschlußstrom zu

$$J_k = 27 \cdot \frac{120}{32,5} = 100 \text{ Amp.}$$

und

$$\cos \varphi_k = \frac{410}{32,5 \cdot 27} = 0,466$$

berechnet.

Bei Leerlauf war $P_1 = 120$ Volt
 $J_0 = 12,5$ Amp.
 $W_0 = 394$ Watt
 $\cos \varphi_0 = 0,262$.

Bei offenem Rotor war

$$J'_a = 6,6 \text{ Amp.},$$

somit, wie aus Gl. 139 folgt, etwas mehr als halb so groß wie J_0 .

In Fig. 95 ist das Arbeitsdiagramm mit Hilfe des Leerlauf- und Kurzschlußstromes konstruiert, und aus ihm sind die Arbeitskurven Fig. 96 aufgetragen. Die eingezeichneten Punkte sind durch direkte Bremsung mittels einer Wirbelstrombremse erhalten.

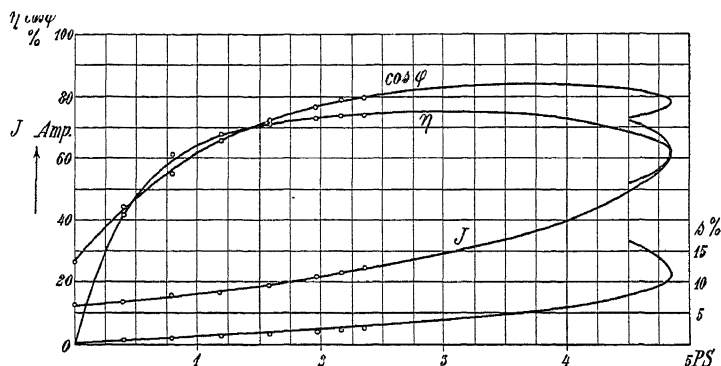


Fig. 96. Arbeitskurven.

Aus dem Diagramm¹⁾ ergibt sich die maximale Leistung

$$W_{2max} = 4,85 \text{ PS.}$$

Nach der Gl. 141a ist

$$W_{2max} = \frac{P}{2} \cdot \frac{J_k - J_0}{1 + \cos \varphi_k} = \frac{120}{2} \frac{100 - 12,5}{1,466} = 3,58 \text{ KW} = 4,86 \text{ PS},$$

während sie für den dreiphasigen Motor auf S. 111 bei derselben Klemmenspannung 10,6 PS, also etwas mehr als doppelt so groß war. Bei diesem tritt sie bei einer Schlüpfung von 21% auf, bei dem einphasigen Induktionsmotor schon bei 11% Schlüpfung.

39. Reduktion der Rotorwiderstände und Reaktanzen.

Die Drehfeldtheorie und die Querfeldtheorie haben das gleiche Resultat ergeben, und es sollte daher gleichgültig sein, welche man anwendet.

¹⁾ Vgl. Fußnote Seite 88. Hier ist $m_1 = 1$.

Hierbei ist aber zu berücksichtigen, daß die Zerlegung der einphasigen Statorwicklung in zwei Mehrphasenwicklungen eine ideale Wicklung voraussetzt, die so angeordnet ist, daß allen Phasen der Rotorwicklung immer entsprechende Phasen der Statorwicklung gegenüberliegen.

Dies wäre z. B. erfüllt bei zwei ineinander geschobenen mehrphasigen Statorwicklungen, von denen jede die ganze Polteilung bedeckt. Die wirklichen Einphasenwicklungen bedecken aber nur einen Teil des Polbogens, weil man dadurch einen besseren Wicklungsfaktor erzielt. Dadurch liegen bei zwei- oder dreiphasigen Rotoren immer einzelne Phasen der Rotorwicklung dem unentwickelten Statorteil gegenüber, und hierbei gibt die Zerlegung der Statorwicklung nicht immer die richtigen Verhältnisse.

Wir wollen daher im folgenden die Reduktion der Rotorwiderstände und Reaktanzen auf die Statorwicklung vergleichen, indem wir zuerst die Statorwicklung in zwei Mehrphasenwicklungen zerlegen, dann als einphasige Wicklung betrachten, d. h. erst mehrphasig, dann einphasig reduzieren. Als Beispiel wählen wir den praktisch wichtigen Fall, daß ein dreiphasig gewickelter Motor als Einphasenmotor verwendet wird. Zwei Phasen bilden dann in Hintereinanderschaltung die eigentliche einphasige Statorhauptwicklung, die somit $\frac{2}{3}$ der Polteilung bedeckt. Die dritte Phase wird als Hilfswicklung zum Anlauf verwendet¹⁾, sie bildet also eine einphasige Wicklung, die $\frac{1}{3}$ der Polteilung bedeckt.

I. Statorwicklung bedeckt $\frac{2}{3}$ der Polteilung.

Es sei w_1 die Windungszahl, r_1 und x_1 der Widerstand und die Reaktanz jeder der drei Statorphasen. Der Rotor sei ebenfalls dreiphasig und w_2 , r_2 , x_2 die entsprechenden Größen einer Phase.

Bei der mehrphasigen Reduktion (Drehfeldtheorie) zerlegen wir die einphasige Statorwicklung mit $2w_1$ Windungen in zwei Zweiphasenwicklungen von je w_1 Windungen, die somit pro Phase $\frac{1}{3}$ der Polteilung bedecken.

Dann ist

$$r_2' = \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{w_1 f_1}{w_2 f_2} \right)^2 r_2$$

oder, da hier

$$m_1 = m_2$$

und

$$f_1 = f_2$$

ist,

$$r_2' = \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 r_2$$

¹⁾ s. Kap. XIII.

und

$$x_2' = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 x_2.$$

Da zwei Mehrphasenwicklungen in Serie geschaltet sind, ist der Kurzschlußwiderstand

$$r_k = 2(r_1 + r_2') = 2 \left[r_1 + \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 r_2 \right]$$

und ebenso die Kurzschlußreaktanz

$$x_k = 2(x_1 + x_2') = 2 \left[x_1 + \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 x_2 \right].$$

Bei der einphasigen Reduktion (Querfeldtheorie) haben wir eine Stellung, wo zwei Rotorphasen der einphasigen Statorwicklung, die $\frac{2}{3}$ der Polteilung bedeckt, gegenüberstehen. Diese Rotorphasen geben zusammen eine einphasige Wicklung mit $2w_2$ Windungen, dem Widerstand $2r_2$ und der Reaktanz $2x_2$, während die dritte nicht induziert wird. Wir erhalten also hier

$$r_2' = 2r_2 \left(\frac{2w_1 f_1}{2w_2 f_2}\right)^2 = 2r_2 \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2$$

und den Kurzschlußwiderstand

$$r_k = 2r_1 + r_2' = 2 \left[r_1 + \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 r_2 \right],$$

ebenso

$$x_k = 2 \left[x_1 + \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 x_2 \right],$$

also dasselbe Resultat wie oben.

Denkt man sich den Rotor um $\frac{1}{6}$ der Polteilung verschoben (s. Fig. 97), so sind auch die Teile der Phasen II und III, die jetzt dem Stator nicht gegenüberliegen, vom Strom durch-

flossen. Sie ergeben etwas größere Streuung, im übrigen ist das Resultat das gleiche.

II. Statorwicklung bedeckt $\frac{1}{3}$ der Polteilung.

Anders ist es jedoch, wenn wir die Hilfsphase betrachten, die nur $\frac{1}{3}$ des Polbogens bedeckt und w_1 Windungen hat.

Bei der mehrphasigen Reduktion haben wir sie in zwei Mehrphasenwicklungen zu zerlegen, die pro Phase $\frac{w_1}{2}$ Windungen haben

und $\frac{1}{6}$ des Polbogens bedecken. Es ist dann $r_2' = r_2 \left(\frac{w_1 f_1}{w_2 f_2}\right)^2$.

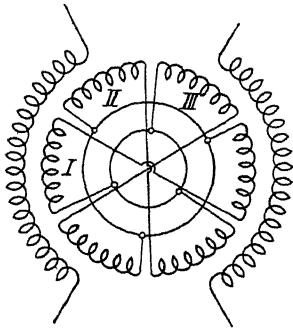


Fig. 97.

Hier verhält sich

$$\frac{\sin \frac{\pi}{12}}{\frac{\pi}{12}} = \frac{\sin \frac{\pi}{6}}{\frac{\pi}{6}} = 1,03,$$

und wir finden

$$r_2' = r_2 \frac{1,03^2}{4} \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 = 0,266 \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 r_2$$

und

$$r_k = 2 \left(\frac{r_1}{2} + r_2' \right) = r_1 + 0,532 r_2 \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2.$$

Dieses Resultat ist jedoch nicht richtig. Wir müssen wie folgt rechnen.

Sind die Rotorphasen unabhängig voneinander, z. B. wenn der Rotor in Dreieck kurzgeschlossen ist, so ist in Fig. 98 nur die eine dem Stator gegenüberliegende Phase I vom Strom durchflossen und daher

$$r_k = r_1 + r_2 \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2$$

und ebenso

$$x_k = x_1 + x_2 \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2.$$

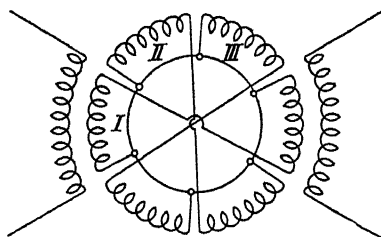


Fig. 98.

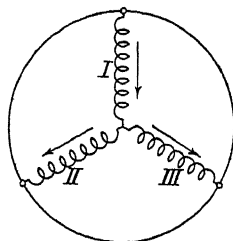


Fig. 99.

Sind dagegen die Rotorphasen in Stern kurzgeschlossen (Fig. 99), so findet der in Phase I induzierte Strom seine Rückleitung in II und III, die zueinander parallel geschaltet sind und einen erhöhten Widerstand im Rotor darstellen. Da II und III parallel sind, ist der resultierende Widerstand halb so groß wie der jeder Phase r_2 , daher ist der gesamte reduzierte Rotorwiderstand

$$r_2' = 1,5 r_2 \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2.$$

Bei der Reaktanz muß man noch berücksichtigen, daß die Rotorphasen II und III keiner Statorwicklung gegenüberliegen, also größere Streufelder erzeugen. Es ist daher

$$x_2' = 1,5 x_2 \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 + x_2'',$$

worin x_2'' die zusätzliche Reaktanz ist.

Dreht man den Rotor aus der Stellung Fig. 99 um $\frac{1}{6}$ Polteilung, so wird Phase II stromlos, und es wirken nur Phase I und III. Das Resultat ist hier wieder dasselbe, nur ist die zusätzliche Reaktanz x_2'' kleiner geworden.

Zur Erläuterung des hier Gesagten möge folgende Messung an einem einphasigen Induktionsmotor mit dreiphasigem, in Stern geschlossenem Rotor angegeben werden. Der Stator hat 84 Windungen, der Rotor 126 in jeder Phase, daher verhält sich

$$\frac{w_1}{w_2} = \frac{84}{126} = \frac{1}{1,5}.$$

Es wurde gemessen der Widerstand pro Phase im Stator (mit Gleichstrom) zu

$$r_{g1} = 0,117 \, \Omega,$$

im Rotor

$$r_{g2} = 0,244 \, \Omega,$$

und daher reduziert

$$r_{g2} \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 = r_{g2}' = \frac{0,244}{1,5^2} = 0,108 \, \Omega,$$

folglich

$$r_{g1} + r_{g2}' = 0,225$$

pro Phase.

Im Kurzschluß wurde mit Wechselstrom gemessen bei $\frac{2}{3}$ bewickeltem Stator (Hauptphase)

$$r_k = 0,505 \, \Omega,$$

also pro Phase $= \frac{0,505}{2} = 0,2525 \, \Omega$.

Das Verhältnis von Wechselstromwiderstand zu Gleichstromwiderstand ist daher

$$k_r = \frac{0,2525}{0,225} = 1,14.$$

Bei $\frac{1}{3}$ bewickeltem Stator ergibt sich nach dem oben Gesagten

$$r_{g1} + 1,5 r_{g2}' = 0,117 + 1,5 \cdot 0,108 = 0,279 \, \Omega,$$

gemessen wurde

$$r_k = 0,311 \, \Omega;$$

mithin ist wieder $k_r = \frac{0,311}{0,279} = 1,12,$

fast dasselbe Verhältnis wie oben.

Für die Reaktanz ergab sich bei $\frac{2}{3}$ bewickeltem Stator

$$x_k = 1,09.$$

Sie wurde getrennt nach den S. 51ff. angegebenen Formeln berechnet und ergab pro Phase

$$\begin{array}{r} x_1 = 0,248 \\ x_2' = 0,297 \\ \hline 2(x_1 + x_2') = 1,09. \end{array}$$

Hiernach findet sich für $\frac{1}{3}$ bewickelten Stator:

$x_k = x_1 + 1,5 x_2' + x_2'' = 0,248 + 1,5 \cdot 0,297 + x_2'' = 0,694 + x_2'';$
gemessen wurde im Mittel

$$x_k = 0,85 \Omega,$$

so daß die zusätzliche Reaktanz

$$x_2'' = 0,156 \Omega$$

wird.

Es ist also auch auf die Beeinflussung der Rotorphasen aufeinander Rücksicht zu nehmen.

Für einen Käfiganker folgt hieraus, daß für den Kurzschlußwiderstand und die Reaktanz nur die Stäbe und Ringsegmente in Rechnung zu ziehen sind, die unter dem von der Statorwicklung bedeckten Polbogen liegen.

Neuntes Kapitel.

Einfluß der Oberfelder und Oberströme auf die Wirkungsweise eines Induktionsmotors.

40. Entstehung der Oberfelder. — 41. Die Stator- und Rotoroberfelder. — 42. Einfluß der Oberfelder auf den Kurzschlußstrom und den Leerlaufstrom. — 43. Einfluß der Oberfelder auf den Anlauf. — 44. Mehrphasiger Induktionsmotor mit einphasigem Rotor. — 45. Anlauf von Käfigkern. — 46. Einfluß der Oberströme auf die Wirkungsweise eines Induktionsmotors.

40. Entstehung der Oberfelder.

Bei der Untersuchung der Wirkungsweise der Induktionsmotoren haben wir bisher angenommen, daß die Felder sinusförmig verteilt sind und daß die Statorströme zeitlich nach einer Sinusfunktion variieren. Beides trifft in Wirklichkeit nicht ganz zu, und es soll daher im folgenden die Wirkung der Oberfelder und Oberströme betrachtet werden.

Wir untersuchen zunächst die Oberfelder allein, indem wir vorerst noch annehmen, daß der zugeführte Strom sinusförmig sei.

Die Oberfelder entstehen erstens dadurch, daß infolge der Verteilung der Wicklung die MMK-Kurve selbst nicht sinusförmig ist, zweitens dadurch, daß die Feldkurve von der MMK-Kurve abweicht infolge der Verschiedenheit der Leitfähigkeit der magnetischen Kraftlinienwege an verschiedenen Stellen, die durch Nutenöffnungen und Zahnsättigung verursacht wird. Die erste Ursache ist in Bd. III, Kap. 13 ausführlich behandelt, und es ist dort für alle gebräuchlichen Wicklungen die Zerlegung der MMK der Wicklung in die Grundwelle und die Oberwellen gezeigt worden. Die zuletzt genannten Ursachen verändern die Größe und Zahl der Oberwellen des Feldes gegenüber den Oberwellen der MMKe. Ihr Einfluß ist in Kap. III durch Einführung des äquivalenten Luft-raumes δk_1 und durch Berechnung eines Füllfaktors α_1 berücksichtigt

worden. Analytisch lassen sie sich allgemein nicht behandeln, deswegen berücksichtigen wir im folgenden nur die Oberwellen der MMKe und nehmen an, daß die Leitfähigkeit für alle Kraftlinien die gleiche ist, d. h. daß die Oberwellen der Felder dieselben sind wie die der MMKe.

41. Die Stator- und Rotoroberfelder.

In dem Induktionsmotor bestehen nun Oberfelder, die teils von der Stator-MMK, teils von der Rotor-MMK herrühren, und die sich in verschiedener Weise zusammensetzen.

Führt man dem Stator einen sinusförmig pulsierenden Mehrphasenstrom zu, so erzeugt dieser

1. Das Statorgrundfeld.
2. Die Statoroberfelder.

Im Rotor induziert das Grundfeld einen Strom von der Periodenzahl der Schlüpfung s_c , den wir als den Grundstrom des Rotors bezeichnen, und die Oberfelder induzieren darübergelagerte Oberströme von der Periodenzahl $s_o c$.

Jeder dieser Rotorströme hat nun eine Grundwelle der MMK und Oberwellen, so daß wir 4 Arten von Rotorfeldern, also im Ganzen 6 Arten von Feldern unterscheiden können:

3. Das Grundfeld des Grundstromes des Rotors, im folgenden kurz Rotorgrundfeld genannt.
4. Die Oberfelder des Rotorgrundstromes.
5. Die Grundfelder der Rotoroberströme.
6. Die Oberfelder der Rotoroberströme.

a) Das Rotorgrundfeld steht relativ zum Statorgrundfeld still und bildet mit ihm das früher allein betrachtete resultierende Grundfeld, mit dem die Grundwelle des Rotorstromes das nutzbare Drehmoment bildet.

b) Die Oberfelder des Rotorgrundstromes rotieren dagegen mit anderen Geschwindigkeiten und induzieren im Stator Ströme anderer Periodenzahl, die sich über das Netz schließen. Sie sind aber keine Harmonischen des dem Stator zugeführten Stromes, da ihre Periodenzahl sich mit der Rotorgeschwindigkeit ändert.

Da die Impedanz des Netzes sehr klein ist, kann der Stator für diese Ströme als kurzgeschlossen betrachtet werden, und sie verhalten sich gegenüber den sie erzeugenden Rotoroberfeldern wie die Statorströme einer Induktionsmaschine, deren Stator kurzgeschlossen und deren Rotor an das Netz angeschlossen ist. Sie

erzeugen motorische und generatorische Momente, und in einzelnen Fällen können sie besondere Bedeutung haben.

Da diese Rotoroberfelder vom Grundstrom von der Periodenzahl

$$c_{2s} = \frac{(n_1 - n_2)p}{60}$$

erzeugt werden, rotiert das ν_2 te Oberfeld relativ zum Rotor mit

$$\pm \frac{60 c_{2s}}{\nu_2 p} = \pm \frac{n_1 - n_2}{\nu_2}$$

und relativ zum Stator mit

$$\pm \frac{n_1 - n_2}{\nu_2} \pm n_2$$

Umdrehungen. Das obere Vorzeichen gilt für Felder, die mit dem Grundfeld gleichsinnig rotieren, das untere für inverse. Die Periodenzahl der induzierten Statoroberströme ist also

$$c_1' = \frac{p}{60} [\pm (n_1 - n_2) \pm \nu_2 n_2].$$

Sie wird Null, d. h. das Oberfeld steht gegen den Stator still, wenn

$$n_2 = \mp \frac{n_1}{\nu_2 \mp 1} \text{ ist.}$$

In der Nähe dieser Tourenzahl ist das Drehmoment am größten. Für die gleichsinnig rotierenden Rotoroberfelder gilt sie, wenn der Rotor sich gegen das Grundfeld dreht, und für die invers rotierenden bei Drehung des Rotors im Sinne des Grundfeldes. Bei einem dreiphasigen Rotor würde etwa ein invers rotierendes fünftes Oberfeld des Rotorgrundstromes im Raum stillstehen, wenn $n_2 = \frac{n_1}{6}$ ist. In der Nähe dieser Geschwindigkeit ist die Periodenzahl des von diesem Rotoroberfeld induzierten Statorstromes sehr klein, und es entstehen im Netz langsame Schwebungen.

c) Ähnlich wie die Oberfelder des Rotorgrundstromes wirken die Grundfelder der Rotoroberströme.

Ein Rotoroberstrom hat nach Gl. 9 S. 16 die Periodenzahl

$$c_{s\nu} = \frac{p \nu_1}{60} \left(\frac{n_1}{\nu_1} \mp n_2 \right).$$

Das Grundfeld dieses Oberstromes induziert daher im Stator Ströme von der Periodenzahl

$$c_1'' = c_{s\nu} \pm \frac{p n_2}{60} = \frac{p}{60} [n_1 \mp n_2 (\nu_1 \mp 1)],$$

die sich wieder über das Netz schließen.

Das Feld steht gegen den Stator still, wenn

$$n_2 = + \frac{n_1}{\nu_1 + 1}$$

ist, also nur bei gleichsinnigen Oberfeldern ν_1 bei Drehung im Sinne des Grundfeldes. So steht z. B. das Rotorgrundfeld für $\nu_1 = +7$ still, wenn $n_2 = \frac{n_1}{6}$ ist, also zugleich mit dem fünften Oberfeld des Rotorgrundstromes.

Während aber die Oberfelder des Rotorgrundstromes mit diesem bei Synchronismus verschwinden, bleiben die Rotoroberströme und ihre Grund- und Oberfelder bestehen. Bei einem Dreiphasenmotor werden z. B. von den Statoroberfeldern

$$\nu_1 = -5, \quad +7, \quad -11, \quad +13$$

bei Synchronismus im Rotor Ströme von den Periodenzahlen

$$c_{s\nu} = 6c, \quad -6c, \quad -12c, \quad -12c$$

induziert. Ihre Grundfelder ergeben im Stator bei Synchronismus Ströme von den Periodenzahlen

$$c_1'' = 7c, \quad -5c, \quad -13c, \quad -11c,$$

von denen der 7te der stärkste ist.

Führt man dem Stator eines dreiphasigen Motors einen sinusförmigen Strom zu und treibt den Rotor synchron mit dem Grundfelde an, so bleibt der Statorstrom nur sinusförmig, wenn die Rotorwicklung offen ist. Bei geschlossener Rotorwicklung entstehen im Stator Oberströme, von denen der 7te überwiegt, und deren relative Phase zu der des Statorgrundstromes von der Lage der Rotorwicklung gegenüber der Statorwicklung abhängt.¹⁾

d) Ähnliches gilt für die Oberfelder der Rotoroberströme.

Ein Oberfeld von der Ordnung ν_2 des Rotors rotiert relativ zum Stator mit

$$\frac{60 c_{s\nu}}{p \nu_2} + n_2 = \frac{n_1}{\nu_2} \mp n_2 \frac{\nu_1}{\nu_2} + n_2$$

Umdrehungen und induziert im Stator Ströme von der Periodenzahl

$$c_1''' = \frac{p}{60} (n_1 \mp n_2 \nu_1 \pm n_2 \nu_2).$$

¹⁾ Dr. K. Simons und K. Vollmer haben in der ETZ 1908 einige Oszillogramme veröffentlicht, die besonders deutlich den 6. und 12. Oberstrom im Rotor und den 7. im Stator zeigen. Sie behaupten allerdings einleitend, daß diese Vorgänge sich der analytischen Berechnung entziehen. Wir sehen hier, daß sie ganz allgemein aus der von O. S. Bragstad (Mehrphasenmotoren 1902) und den Verfassern (W. T. Bd. III, 1904) verwendeten Analyse der Felder der Asynchronmotoren abgeleitet werden können.

Einen Spezialfall erhalten wir, wenn $\nu_2 = \nu_1$ ist und beide Felder in gleichem Sinne wirken. Dann ist

$$c_1''' = \frac{p}{60} \frac{n_1}{1} = c_1,$$

d. h. die Oberfelder der Rotorströme stehen relativ zu den Statoroberfeldern still und bilden mit ihnen resultierende Oberfelder. Gegen diese verhalten sich die Rotoroberströme ebenso wie der Rotorgrundstrom in bezug auf das Grundfeld. Sie bilden motorische oder Bremsmomente, wenn die Schlüpfung gegen das Oberfeld positiv ist, generatorische Momente, wenn sie negativ ist.

Ist ν_2 von ν_1 verschieden, so ergeben sich wieder Oberströme im Stator, so daß sich insgesamt eine unendliche Reihe von Möglichkeiten ergibt. Von diesen haben aber im allgemeinen nur wenige Bedeutung. Wir werden ihre Wirkung an einigen Beispielen untersuchen.

42. Einfluß der Oberfelder auf den Kurzschluß- und den Leerlaufstrom.

Bei den gewöhnlichen Motoren mit mehrphasigen verteilten Wicklungen sind die Oberfelder klein, und wir können sie einstweilen summarisch betrachten.

Die Oberfelder äußern sich zunächst in dem Kurzschlußstrom. Bei Stillstand haben die von allen Oberfeldern induzierten EMKe die Grundperiodenzahl, und sie vergrößern insbesondere die Kurzschlußreaktanz.

Der Statorstrom hat in bezug auf das ν_1 te Oberfeld die MMK $J_1 w_1 f_\nu$, und, da dieses Feld ν_1 Polpaare hat, ist seine Erregersuseptanz¹⁾

$$b_{a\nu_1} = b_a \nu_1^2 \left(\frac{f_1}{f_\nu} \right)^2.$$

¹⁾ Die Erregersuseptanz des Grundfeldes ist

$$\begin{aligned} b_a &= \frac{J_{aw1}}{E_1} = \frac{p A W_k}{\frac{m}{2} \frac{4}{\pi} \sqrt{2} f_1 w_1 E_1} \\ &= \frac{p \cdot 1,6 \delta k_1 k_z B_l 10^8}{\frac{m}{2} \frac{4}{\pi} \sqrt{2} f_1 w_1 \pi \sqrt{2} c w_1 f_1 B_l l \alpha, \frac{\pi D}{2p}} \\ &= \frac{p^2 \cdot 1,6 \delta k_1 k_z}{4 m c (w_1 f_1)^2 D l} \cdot 10^8 \end{aligned}$$

Setzt man für das ν_1 te Oberfeld die Polpaarzahl ($\nu_1 p$) und den Wicklungsfaktor f_ν ein, so ergibt sich die obige Beziehung.

Es induziert daher das ν_1 te Statoroberfeld sowohl im Stator wie im Rotor eine EMK

$$E_{1\nu} = \frac{J_1}{b_a} \frac{f_\nu^2}{\nu_1^2 f_1^2}.$$

Es addieren sich nun die EMKe aller Felder, und es ergibt sich daher die EMK pro Phase

$$E_p = E_1 + \sum E_{1\nu} = E_1 + \frac{J_1}{b_a} \sum \left(\frac{f_\nu^2}{\nu_1^2 f_1^2} \right).$$

In Bd. III Kap. XIV wurde die Größe

$$1 + \sum \left(\frac{f_\nu^2}{\nu_1^2 f_1^2} \right) = \sigma_f$$

gesetzt. Es wird hiermit die von den Statoroberfeldern herrührende zusätzliche Reaktanz des Stators

$$x_{01} = \frac{1}{b_a} \sum \left(\frac{f_\nu^2}{\nu_1^2 f_1^2} \right) = \frac{1}{b_a} (\sigma_f - 1).$$

Da der Leerlaufstrom $J_{0wl} = b_a E_1 = \frac{E_p}{\sigma_f} b_a$ ist, so wird

$$x_{01} = \frac{E_p}{J_{0wl}} \left(1 - \frac{1}{\sigma_f} \right) \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (142)$$

Die gesamte Reaktanz der Statorwicklung durch Statoroberfelder und Streufelder ist nun (s. S. 50)

$$x_1 = x_{s1} + x_{01}.$$

Für den Rotorstrom können wir die gleiche Betrachtung anstellen und erhalten ebenso

$$x_2 = x_{s2} + x_{02}.$$

Die von den Stator- und Rotoroberfeldern in einer Wicklung induzierten EMKe können sich nun in verschiedener Weise addieren, bzw. sich auch zum Teil aufheben, so daß der Kurzschlußstrom verschiedene Werte annehmen kann je nach der gegenseitigen Lage der Wicklungen.

Wenn einer Phase der Statorwicklung eine oder mehrere Phasen der Rotorwicklung, die den gleichen Teil des Polbogens bedecken, genau gegenüber stehen, sind die Grund- und Oberwellen der MMKe von Stator und Rotor genau entgegengesetzt gerichtet und heben sich auf, wie z. B. in Fig. 100 a für eine 7. Oberwelle gezeigt ist. Wäre weiter kein Oberfeld vorhanden, so wäre die Reaktanz des Kurzschlußstromes in dieser Lage nur durch die Streufelder des Grundstromes bedingt.

Verschiebt man nun den Rotor um $\frac{1}{7}$ der Polteilung (Fig. 100b), so ändert sich der Rotorstrom kaum, weil er ja hauptsächlich von

dem Grundfeld erzeugt wird, das 7te Oberfeld des Rotors ist aber nun um eine volle Polteilung verschoben und ist mit dem des Stators gleichgerichtet. Die Reaktanz des Kurzschlußstromes wird in dieser Lage außer durch die Streufelder noch durch die 7ten Oberfelder von

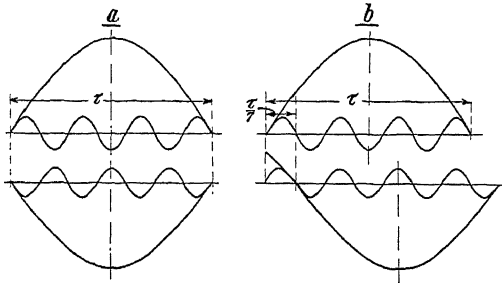


Fig. 100.

Stator und Rotor beeinflusst. Das erste Mal erhält man eine kleine, das zweite Mal eine größere Reaktanz.

Diese Variationen hängen nun in starkem Maße von dem Verhältnis der Nutenzahlen des Stators und Rotors ab. Betrachten

wir z. B. einen Motor mit gleich viel Nuten pro Pol und Phase und gleicher Phasenzahl im Stator und Rotor, und stehen sich die einzelnen Phasen genau gegenüber wie in Fig. 101a, so wirkt die MMK jeder Rotornut der MMK der gegenüberliegenden Statornut genau entgegen. Die Oberfelder heben sich hier heraus, und die Reaktanz der Streuflüsse ist ein

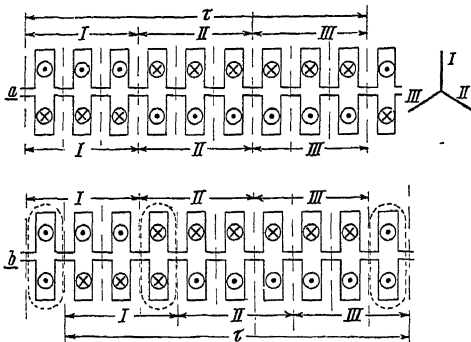


Fig. 101.

Minimum, weil die Kopfstreuung fast Null ist. Verschiebt man den Rotor um $\frac{1}{2}$ Zahnteilung, so haben wir zunächst eine große Kopfstreuung und daher einen kleineren Kurzschlußstrom. Verschiebt man unter Beibehaltung der angenommenen Stromrichtungen den Rotor um eine ganze Zahnteilung (s. Fig. 101b), so haben wir jeweils eine Nut, bei der die MMKe von Stator und Rotor gleichgerichtet sind, und es bilden sich dort lokale Felder aus, wie in der Figur angedeutet ist. Sie vergrößern die Reaktanz. Diese Lokalfelder werden dann am größten, wenn die Rotorphasen gegenüber den Statorphasen um $\frac{1}{2}$ Spulenbreite versetzt sind.

Haben Stator und Rotor verschiedene Nutenzahlen, so fallen

die Variationen in der Kopfstreuung zum größten Teil auf dem ganzen Umfang heraus. Die lokalen Felder bleiben jedoch bestehen, wenn auch schwächer als zuvor, da sie jetzt im Luftspalt nur noch einen kleineren Querschnitt haben. Sie werden aber auch wieder am größten sein müssen, wenn die Rotorphasen gegen die Statorphasen um $\frac{1}{2}$ Spulenbreite versetzt sind.

In dieser Lage summieren sich die Oberfelder nahezu vollständig, und wir erhalten das Maximum der Reaktanz.

Mißt man daher die Kurzschlußreaktanz erstens, wenn die Stator- und Rotorspulen einander gegenüberliegen, und zweitens, wenn der Rotor um eine halbe Spulenbreite verschoben ist, so ergibt sich die größte Änderung der Kurzschlußreaktanz. In der ersten Lage ist

$$x_{kmin} = x_{s1} + x_{s2}.$$

In der zweiten Lage haben wir sowohl im Stator, als auch im Rotor zusätzliche Reaktanzen entsprechend der Summe der Stator- und Rotoroberfelder. Sind diese gleich groß, so sind die zusätzlichen Reaktanzen $2x_{o1}$ und $2x_{o2}$, und daher ist

$$x_{kmax} = x_{s1} + x_{s2} + 2x_{o1} + 2x_{o2} \cong x_{kmin} + 4x_o. \quad (142a)$$

Bei der Berechnung von

$$4x_o = \frac{4E_p}{J_{owl}} \left[1 - \frac{1}{\sigma_f} \right] \dots \dots \dots (142b)$$

ist zu berücksichtigen, daß ein Teil der Oberfelder bei Nutenankern schon in λ_k enthalten ist (siehe S. 52). Es ist daher auch für Nutenanker der Wert für σ_f aus Bd. III einzusetzen, der sich für verteilte Wicklungen eines glatten Ankers ergibt.

Ferner ist zu berücksichtigen, daß in der Stellung der größten Reaktanz sich nicht alle Oberfelder genau addieren, daß daher $4x_o$ stets etwas zu große Werte ergibt.

Beispiele:

1. An einem 5PS Dreiphasenmotor mit 4 Polen und 6 Nuten pro Pol und Phase im Stator und 4 im Rotor wurde gemessen

$$\begin{aligned} x_{kmin} &= 0,51 \text{ Ohm} \\ x_{kmax} &= 0,67 \text{ Ohm} \\ \hline 2(x_{o1} + x_{o2}) &= 0,16 \text{ Ohm} \end{aligned}$$

Bei Leerlauf war

$$\begin{aligned} E_p &= 69,5 \text{ Volt} \\ J_o &= 4,0 \text{ Amp.} \\ \cos \varphi_o &= 0,572 \\ J_{owl} &= 3,28 \text{ Amp.} \end{aligned}$$

Für

$$\frac{S}{\tau} = \frac{1}{3}$$

ist

$$\left(1 - \frac{1}{\sigma_f}\right) = 0,2 \cdot 10^{-2}$$

$$2(x_{01} + x_{02}) = \frac{4 E_p}{J_{0wl}} \left(1 - \frac{1}{\sigma_f}\right) = \frac{4 \cdot 69,5}{3,28} \cdot 0,2 \cdot 10^{-2} = 0,17 \text{ Ohm.}$$

Wird der Rotor langsam gedreht, so variiert die Lage der Rotor- und Statorspulen gegeneinander, und es stellt sich ein Mittelwert ein. Dieser wurde zu 0,59 Ohm gemessen. Er ist also das Mittel zwischen der größten und kleinsten Reaktanz.

Man kann daher rechnen, daß beim Lauf wegen der Änderung der relativen Lage der Stator- zu den Rotorwindungen der Betrag $(x_{01} + x_{02})$ zu der von den Nutenstrefeldern bedingten Reaktanz hinzutritt. Die Summe ist für das Arbeitsdiagramm maßgebend.

2. An einem 6poligen Motor mit 4 Nuten pro Pol und Phase im Stator und 5 Nuten pro Pol und Phase im Rotor wurde gemessen

$$\begin{array}{r} x_{kmin} = 0,468 \text{ Ohm} \\ x_{kmax} = 0,565 \text{ Ohm} \\ \hline 2(x_{01} + x_{02}) = 0,097 \text{ Ohm} \end{array}$$

Bei langsamer Drehung ergab sich

$$x_k = 0,52 \text{ Ohm,}$$

also wieder nahezu das Mittel aus größter und kleinster Reaktanz.

Bei Leerlauf war

$$\begin{array}{r} E_p = 69,5 \text{ Volt} \\ J_0 = 7,3 \text{ Amp.} \\ \cos \varphi_0 = 0,21 \\ \hline J_{0wl} = 7,12 \text{ Amp.} \end{array}$$

Mit

$$\left(1 - \frac{1}{\sigma_f}\right) = 0,2 \cdot 10^{-2}$$

wird

$$4x_0 = 4 \frac{E_p}{J_{0wl}} \left(1 - \frac{1}{\sigma_f}\right) = \frac{4 \cdot 69,5}{7,12} \cdot 0,2 \cdot 10^{-2} = 0,078 \text{ Ohm.}$$

Entsprechend den verschiedenen Reaktanzen bei Kurzschluß variiert auch das Anlaufdrehmoment. Die Oberfelder verkleinern das Drehmoment des Grundfeldes, weil sie einen Teil der Statorspannung verzehren und daher das Grundfeld verkleinern, anderer-

seits erzeugen sie teils positive, teils negative Drehmomente, so daß das resultierende Drehmoment stets etwas kleiner ist, als wenn die Oberfelder nicht vorhanden wären.

Wird die Ausbildung von lokalen Feldern dadurch begünstigt, daß Stator und Rotor die gleiche Nutenzahl haben (s. S. 178), so bilden sich sogenannte tote Punkte aus, und der Motor kann, sofern das Grundfeld beim Anlauf klein ist (also besonders bei kleinem Rotorwiderstand, wie z. B. bei Motoren mit Käfiganker), unter Umständen überhaupt nicht anlaufen, sondern stellt sich in die Lage der größten Reaktanz ein. Man vermeidet es daher, Stator und Rotor dieselbe Nutenzahl zu geben und bei Motoren mit Käfiganker Nutenzahlen, die sich wie 1:2, 1:3 usw. verhalten, oder man stellt die Stator- und Rotornuten schräg zueinander.

Auf den Leerlaufstrom haben die Oberfelder nur einen geringen Einfluß.

Die von ihnen hervorgerufenen Rotoroberströme sind bei Leerlauf wattlos und vergrößern die wattlose Komponente des Leerlaufstromes der Maschine. Es ist daher meist der Leerlaufstrom größer als der Magnetisierungsstrom bei offenem Rotor, und es folgt hieraus, daß es nicht richtig wäre, im Arbeitsdiagramm (Kap. VI) etwa den synchronen Punkt dadurch bestimmen zu wollen, daß man den Motor bei offenem Rotor untersucht.

Mitunter kann aber auch der Leerlaufstrom kleiner sein als der Magnetisierungsstrom. Dies rührt von den Strömen 7- und 5facher Periodenzahl her, die, wie wir gesehen haben, bei Leerlauf im Stator erzeugt werden und sich über das Netz schließen. Ist die Reaktanz des Netzes nicht verschwindend gegen die des Stators, was z. B. der Fall ist, wenn der Motor allein an einen Generator von etwa gleicher Größe angeschlossen ist, so wird die Reaktanzspannung dieser Ströme die Grundwelle der Klemmenspannung und daher auch den gesamten wattlosen Leerlaufstrom verkleinern. Es wurde z. B. bei einem Dreiphasenmotor, der allein an einen Generator angeschlossen war, gemessen:

$$\begin{aligned} \text{a) bei Leerlauf:} \quad & P = 120 \text{ Volt} \\ & J_0 = 7,55 \text{ Amp.} \\ & \cos \varphi_0 = 0,289 \\ & J_{0wl} = 7,22 \text{ Amp.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{b) bei geöffnetem Rotor:} \quad & P = 120 \text{ Volt} \\ & J_0 = 7,7 \text{ Amp.} \\ & \cos \varphi_0 = 0,112 \\ & J_{0wl} = 7,65 \text{ Amp.} \end{aligned}$$

43. Einfluß der Oberfelder auf den Anlauf.

Der Einfluß der Oberfelder auf den Anlauf kann nur dann von Bedeutung werden, wenn die Oberfelder groß gegen das Grundfeld sind, also wenn der Rotorwiderstand beim Anlauf klein ist, z. B. bei Motoren mit Käfiganker.

Um die Wirkungsweise aller verschiedenen Oberfelder beim Lauf, insbesondere bei kleinen Geschwindigkeiten einheitlich zu untersuchen, können wir 2 Klassen unterscheiden. Zu der ersten Klasse rechnen wir die Oberfelder, die im Stator wieder EMKe der Grundperiodenzahl induzieren. Unter diese Klasse fallen also die Oberfelder der Gruppe 6, S. 173, der Rotoroberströme, für die $\nu_2 = \nu_1$ ist. Zur zweiten Klasse gehören die Felder, die vom Rotor erzeugt werden und im Stator EMKe anderer Periodenzahl induzieren, also insbesondere die Grundfelder der Rotoroberströme und die Oberfelder des Rotorgrundstromes.

Die erste Klasse der Oberfelder läßt sich genau so behandeln wie das eigentliche Grundfeld. Wir sehen zunächst von den Oberfeldern der zweiten Klasse ab. Der von einem von Stator und Rotor gemeinsam erzeugten Oberfeld der Ordnung ν im Rotor induzierte Strom ist

$$J_{2\nu} = \frac{E_{2\nu}}{\sqrt{r_2^2 + (s_\nu x_2)^2}} = \frac{s_\nu E_{1\nu} \frac{w_2 f_{2\nu}}{w_1 f_{1\nu}}}{\sqrt{r_2^2 + (s_\nu x_2)^2}}$$

und der Strom von gleicher MMK des Stators, der die MMK von $J_{2\nu}$ kompensiert, ist gleich

$$J_{2\nu}' = \frac{m_2}{m_1} \frac{w_2 f_{2\nu}}{w_1 f_{1\nu}} J_{2\nu} = \frac{E_{1\nu} \frac{m_2}{m_1} \left(\frac{w_2}{w_1} \frac{f_{2\nu}}{f_{1\nu}} \right)^2}{\sqrt{\left(\frac{r_2}{s_\nu} \right)^2 + x_2^2}} = \frac{E_{1\nu}}{\sqrt{\left(\frac{r_{2\nu}'}{s_\nu} \right)^2 + x_{2\nu}'^2}},$$

worin

$$r_{2\nu}' = \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{w_1 f_{1\nu}}{w_2 f_{2\nu}} \right)^2 r_2$$

$$x_{2\nu}' = \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{w_1 f_{1\nu}}{w_2 f_{2\nu}} \right)^2 x_2$$

der reduzierte Widerstand, bzw. die reduzierte Reaktanz der Rotorwicklung für das ν te Oberfeld ist.

Analog wie bei dem Grundfelde ist daher der entsprechende gesamte Statorstrom

$$\mathfrak{S}_{1\nu} = \mathfrak{S}_{1\nu} \left(\frac{1}{\frac{r_{2\nu}'}{s_\nu} - j x_{2\nu}'} + j b_{a\nu} \right),$$

worin b_{av} wie oben die Erregersuszeptanz des ν ten Oberfeldes ist. Hierbei ist die Erregerkonduktanz vernachlässigt, da sich die Verluste nicht einfach superponieren.

Wir erhalten also für das ν te Oberfeld einen ganz ähnlichen Ersatzstromkreis des Statorstromes wie bei dem Grundfeld, und da die EMKe aller dieser Oberfelder im Stator sich addieren, haben wir die Ersatzstromkreise hintereinander zu schalten. Wir erhalten einen Ersatzstromkreis, wie er in Fig. 102 als Beispiel für das Grundfeld und ein Oberfeld dargestellt ist.

Wir erkennen, daß der Ersatzstromkreis des einphasigen Induktionsmotors (Kap. VII, Fig. 79) ein Spezialfall dieses Ersatzstromkreises ist. Dort hat das Oberfeld die Ordnung 1, d. h. es ist ein Grundfeld und rotiert invers, wobei

$$s_\nu = 2 - s$$

ist.

Die Wirkungsweise aller invers rotierenden Oberfelder der ersten Klasse ist somit ganz ähnlich wie die des inversen Feldes des einphasigen Induktionsmotors. Sie verkleinern das Anlaufmoment und vergrößern den wattlosen Strom bei Leerlauf. Da sie aber viel kleiner sind, ist ihre Wirkung nur gering.

Die Felder verhalten sich wie die von ihnen induzierten EMKe und daher wie die Impedanzen der hintereinander geschalteten Ersatzstromkreise,

$$\frac{\mathfrak{E}_{1\nu}}{\mathfrak{E}_1} = \frac{\mathfrak{Z}'_{2s\nu}(1 + \mathfrak{Y}_a \mathfrak{Z}'_{2s})}{\mathfrak{Z}'_{2s}(1 + j b_{av} \mathfrak{Z}'_{2s\nu})}.$$

Da für alle inversen Felder $\mathfrak{Z}'_{2s\nu}$ klein ist, weil s_ν groß ist, sind alle inversen Felder beim Lauf klein.

Anders ist es mit den gleichsinnig rotierenden Oberfeldern. Sie werden dann groß, wenn $\frac{r'_{2\nu}}{s_\nu}$ groß ist, d. h. wenn $s_\nu = 0$ ist. In der Nähe dieser Geschwindigkeit hat das Drehmoment des Oberfeldes (Gl. 94 S. 69)

$$W_{av} = \frac{E_{1\nu}^2 \frac{r'_{2\nu}}{s_\nu}}{\left(\frac{r'_{2\nu}}{s_\nu}\right)^2 + (x'_{2\nu})^2}$$

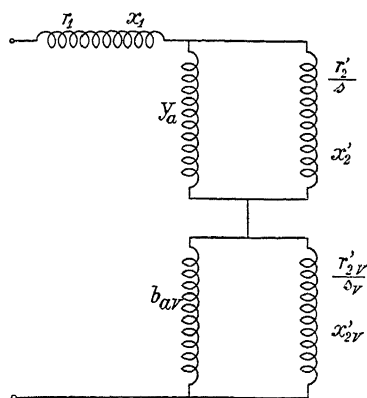


Fig. 102. Ersatzstromkreis für das Grundfeld und das ν te Oberfeld.

seine maximalen positiven und negativen Werte. Die resultierende Drehmomentkurve ϑ hat daher einen Verlauf wie in Fig. 103 dargestellt

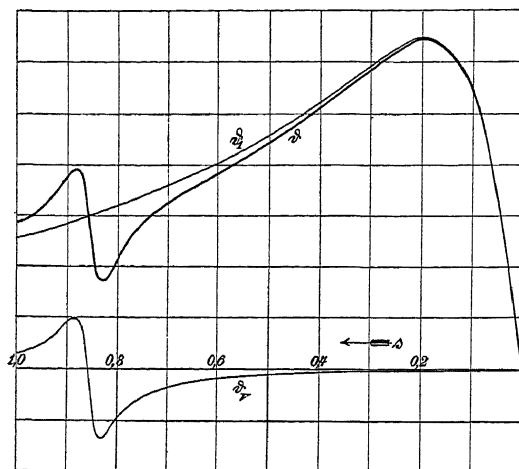


Fig. 103. Zusammensetzung der Drehmomentkurven.

gestellt ist und setzt sich zusammen aus dem Drehmoment ϑ_1 des Grundfeldes und dem Drehmoment ϑ_2 des Oberfeldes. In der Nähe der Schlüpfung s_v tritt eine Sattelbildung in dem Drehmoment auf, und wenn das negative maximale Drehmoment ϑ_2 groß ist gegen das Drehmoment des Grundfeldes, kann ϑ so klein werden, daß der Motor nicht mehr anläuft.

Um ein Maß für die Sattelbildung zu erhalten, berechnen wir das Verhältnis des maximalen negativen Drehmomentes des Oberfeldes zu dem Drehmoment des Grundfeldes bei der entsprechenden Schlüpfung.

Für $s_v = 0$ ist $s = 1 - \frac{1}{\nu}$, und es verhält sich

$$\frac{E_{1v}}{E_1} = \frac{\frac{1}{j b_{av}} \left[1 + \mathfrak{Y}_a \left(\frac{r_2'}{1 - \frac{1}{\nu}} - j x_2' \right) \right]}{\frac{r_2'}{1 - \frac{1}{\nu}} - j x_2'}$$

und da $\frac{r_2'}{1 - \frac{1}{\nu}}$, wenn ν groß ist, nur wenig von r_2' abweicht, ist

angenähert

$$1 + \mathfrak{Y}_a \left(\frac{r_2'}{1 - \frac{1}{\nu}} - j x_2' \right) \cong C_2$$

und

$$\frac{E_{1v}}{E_1} \cong \frac{1}{\frac{b_{av}}{C_2} \sqrt{\left(\frac{r_2'}{1 - \frac{1}{\nu}} \right)^2 + x_2'^2}}$$

Die maximale Wattkomponente des generierten ν ten Oberstromes wäre bei konstanter EMK $E_{1\nu}$ gleich $\frac{E_{1\nu}}{2x_{2\nu}'}$ und das maximale negative Drehmoment

$$W_{a\nu(max)} = \frac{E_{1\nu}^2}{2x_{2\nu}'}.$$

Das Drehmoment des Grundfeldes für $s_\nu = 0$ ist

$$W_{a1(s_\nu=0)} = \frac{E_1^2 \frac{r_2'}{1 - \frac{1}{\nu}}}{\left(\frac{r_2'}{1 - \frac{1}{\nu}} \right)^2 + x_2'^2},$$

daher wird

$$\frac{W_{a\nu(max)}}{W_{a1(s_\nu=0)}} \approx \frac{1}{\frac{2b_{a\nu}^2 x_{2\nu}'}{C_2^2} \cdot \frac{r_2'}{1 - \frac{1}{\nu}}}.$$

Dieses Verhältnis ist im allgemeinen klein, weil $b_{a\nu}$ mit der Ordnung der Oberfelder schnell wächst, und für Phasenanker ist angenähert $x_{2\nu}' = x_2'$, weil $f_{2\nu} \cong f_{1\nu}$ ist, wenn Stator und Rotor ähnliche Wicklungen haben.

Bei Käfigankern, die für alle Oberfelder den Wicklungsfaktor $f_{2\nu} = 1$ haben, nimmt dagegen die auf den Stator reduzierte Reaktanz $x_{2\nu}'$ ab. Nach Kap. III, Gl. 81 wird angenähert

$$x_{2\nu}' = x_2' \left(\frac{f_{1\nu}}{f_1} \right)^2,$$

und, da hier r_2' klein ist, kann das Verhältnis bei Käfigankern größere Werte annehmen, z. B. wenn nur wenige Nuten im Stator vorhanden sind.

Bei Käfigankern wird die Wirkung unter Umständen noch verstärkt durch die zweite Klasse der Rotoroberfelder, die wir nun betrachten.

Nehmen wir als Beispiel ein Oberfeld der Ordnung ν_2 des Rotorgrundstromes. Da wir gesehen haben, daß von diesen Oberfeldern nur die invers rotierenden beim Lauf als Motor gegenüber dem Stator still stehen können, so dürfen wir uns auf diese beschränken. Die von einem solchen Oberfeld im Rotor induzierte EMK ist

$$E_{2s\nu} = 4,44 scw_2 f_{2\nu} \Phi_\nu = s E_{2\nu}.$$

Da dieses Feld relativ zum Stator mit $\frac{n_1 - n_2}{p_2} - n_2$ Umdrehungen rotiert, ist die im Stator induzierte EMK

$$\begin{aligned} E_{1s} &= 4,44 \left[(p_2 + 1)s - p_2 \right] c w_1 f_{1r} \Phi_r \\ &= E_{2r} \left[(p_2 + 1)s - p_2 \right] \frac{w_1 f_{1r}}{w_2 f_{2r}}. \end{aligned}$$

Da wir das Netz als kurzgeschlossen betrachten, erhalten wir den Statorstrom

$$J_{1r} = \frac{E_{1s}}{r_1 - j \left[(p_2 + 1)s - p_2 \right] x_1} = \frac{E_{2r} \frac{w_1 f_{1r}}{w_2 f_{2r}}}{\frac{r_1}{(p_2 + 1)s - p_2} - j x_1},$$

der durch eine entsprechende MMK des Rotors kompensiert wird.

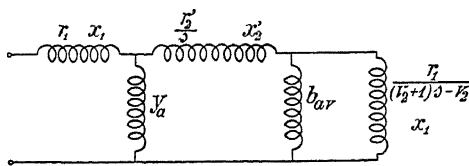


Fig. 104. Ersatzstromkreis für das Grundfeld und ein Oberfeld p_2 ter Ordnung des Rotorgrundstroms.

Die gesamte Rotor-MMK hat nun eine weitere Komponente, die proportional dem Strome $E_{2r} b_{ar}$ ist, und, da die EMK E_{2r} sich zu der vom Grundfeld im Rotor induzierten EMK E_2 addiert, können wir somit für diesen Fall den Ersatz-

stromkreis (Fig. 104) konstruieren, der sich freilich nur auf die Grundströme bezieht, d. h. Mittelwerte darstellt, und die auf S. 174 erwähnten Oberschwingungen des Statorstromes und deren Rückwirkung auf das Netz nicht berücksichtigt.

44. Mehrphasiger Induktionsmotor mit einphasigem Rotor.

Ähnlich wie wir den einphasigen Induktionsmotor als besonderen Fall der ersten Klasse der inversen Statoroberfelder betrachten konnten, erhalten wir bei den Feldern der zweiten Klasse für $p_2 = 1$ den besonderen Fall, daß das inverse Rotorfeld die Grundpolzahl hat. Dieser Fall ergibt den mehrphasigen Induktionsmotor mit einphasigem Rotor. Der einphasige Rotor erzeugt ein Wechselfeld, das sich in ein gleichsinnig und ein invers rotierendes Drehfeld zerlegen läßt. Das gleichsinnige Rotorfeld setzt sich mit dem Grundfeld des Stators wieder zum resultierenden Grundfeld zusammen, das invers rotierende, das gegen den Stator mit der Geschwindigkeit $n_1 - 2n_2$ rotiert, induziert in der Statorwicklung Ströme von der Periodenzahl $(2s - 1)c$, die sich über das Netz schließen.

Das inverse Drehfeld steht gegen den Stator still, wenn $n_2 = \frac{n_1}{2}$ ist, d. h. bei der halben synchronen Geschwindigkeit. Etwas oberhalb dieser Geschwindigkeit ist das Drehmoment des inversen Feldes negativ und im Maximum, und wenn es hier größer ist als das positive Drehmoment des gleichsinnig rotierenden Feldes, kann der Motor nicht über diese Geschwindigkeit hinaus laufen.

Diese Erscheinung, die Görges¹⁾ beobachtet hat, bezeichnet man auch als das Görgessche Phänomen. Man erhält einen solchen Motor, wenn man z. B. bei einem dreiphasigen Rotor eine Bürste vom Schleifring abhebt. Es wirken dann die beiden Phasen der Rotorwicklung I—II in Hintereinanderschaltung wie eine einphasige Wicklung (Fig. 105).

Wir betrachten diesen Fall als charakteristisches Beispiel der zweiten Klasse von Feldern, obwohl er eine praktische Verwendung zur Tourenregulierung schon deshalb nicht finden kann, weil aus S. 174 folgt, daß in der Nähe der halben synchronen Tourenzahl Ströme von der Schlüpfungsperiodenzahl im Stator erzeugt werden, die im Netz störend auf andere Stromempfänger wirken und sich im Zucken von Glühlampen bemerkbar machen.

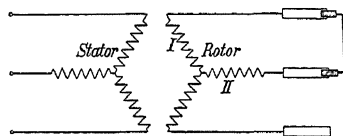


Fig. 105.

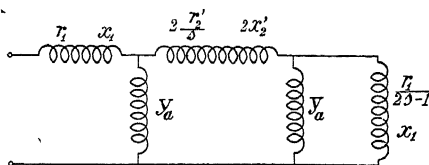


Fig. 106.

Der Ersatzstromkreis ergibt sich aus dem der Fig. 104, wenn wir $\nu_2 = 1$ setzen. Er ist in Fig. 106 dargestellt, wobei $2r_2'$ und $2x_2'$ Widerstand und Reaktanz der beiden hintereinander geschalteten Rotorphasen (Fig. 105) sind.

Der Ersatzstromkreis hat Ähnlichkeit mit dem einer Kaskadenschaltung (Kap. XXII). Diese kann aus dem Motor mit einphasigem Rotor auch abgeleitet werden, wenn man sich die einphasige Rotorwicklung in zwei Mehrphasenwicklungen von halber Windungszahl zerlegt denkt, die entgegengesetzt gerichtete Drehfelder erzeugen (ähnlich wie die Statorwicklung beim einphasigen Induktionsmotor Kap. VII). Diese Rotorwicklungen denkt man sich auf zwei Rotoren gebracht, so daß die beiden Rotordrehfelder für sich bestehen können, und schaltet die beiden Rotoren hintereinander, wobei der Stator

¹⁾ s. ETZ 1896, S. 517.

des zweiten Rotors, in dem die Statoroberströme induziert werden, in sich kurzgeschlossen ist.

Die Kaskadenschaltung unterscheidet sich aber von dem Motor mit einachsigen Rotor dadurch, daß bei ihr die Statoroberströme in einer besonderen Statorwicklung auftreten.

Treten sie in der an das Netz angeschlossenen Statorwicklung auf, so bewirken sie Pulsationen des Feldes in dieser Wicklung. Diese sind in dem Ersatzstromkreis nicht berücksichtigt. Ebenso ist von den durch die Änderung der relativen Lage der Wicklungen herrührenden Schwankungen abgesehen. Der Ersatzstromkreis stellt vielmehr nur Mittelwerte dar.

Die von der Änderung der gegenseitigen Lage der Wicklungen herrührenden Schwankungen sind am größten bei Stillstand und Synchronismus.

Bei Stillstand ist die Kurzschlußimpedanz nach Fig. 106 im Mittel:

$$\frac{1}{\frac{1}{\frac{3_1}{C_1} + 2 \cdot 3_2'} + \mathfrak{Y}_a} + 3_1 = \frac{\frac{3_1}{C_1} + 2 \cdot 3_2'}{1 + \mathfrak{Y}_a \frac{3_1}{C_1} + 2 \mathfrak{Y}_a 3_2'} + 3_1$$

etwas weniger als doppelt so groß, der Kurzschlußstrom daher nur etwas mehr als halb so groß wie bei dreiphasigem Rotor.

Diesen Wert kann man aber nicht messen, denn bei Stillstand variiert der Kurzschlußstrom einer Phase der Statorwicklung zwischen dem vollen Kurzschlußstrom und dem Magnetisierungsstrom, je nachdem die einphasige Rotorwicklung in der Achse der betreffenden Statorphase oder senkrecht dazu liegt. Treibt man den Rotor in der einen oder anderen Richtung langsam an, so stellt sich ein Mittelwert ein, und man kann durch Interpolation den mittleren Kurzschlußstrom finden.

Beispiel: Bei einem dreiphasigen Motor betrug der Kurzschlußstrom einer Phase, wenn der Rotor dreiphasig kurzgeschlossen war, 129 Amp. Wurde eine Bürste abgehoben, so schwankte der Strom in der oben angegebenen Weise. Es mußte der Rotor mit ca. 100 Umdrehungen pro Minute nach jeder Richtung angetrieben werden, ehe die Ausschläge konstant wurden. Die Ströme betrugen hierbei 75 bzw. 78 Amp.

Trägt man die Ströme in der Nähe von Stillstand als Funktion der Geschwindigkeit auf, so ergibt sich durch Interpolation der mittlere Strom bei Stillstand zu

$$J_k = 77 \text{ Amp.},$$

somit etwas mehr als die Hälfte des Kurzschlußstromes für dreiphasigen Rotor.

Das Stromdiagramm des mehrphasigen Induktionsmotors mit einachsigem Rotor, das sich aus dem Ersatzstromkreis Fig. 106 ergibt, ist eine Schleife, die ähnlich wie bei der Kaskadenschaltung gefunden werden kann (s. Kap. XXII).

In Fig. 107 ist ein experimentell aufgenommenes Diagramm aufgetragen. Es setzt sich zusammen aus einem Teil $P_k P_{a2}$, der von Stillstand P_k anfangend bis P_{a2} entsprechend der Schlüpfung $s = \frac{1}{2}$ reicht und eine motorische Leistung darstellt. Hierauf folgt

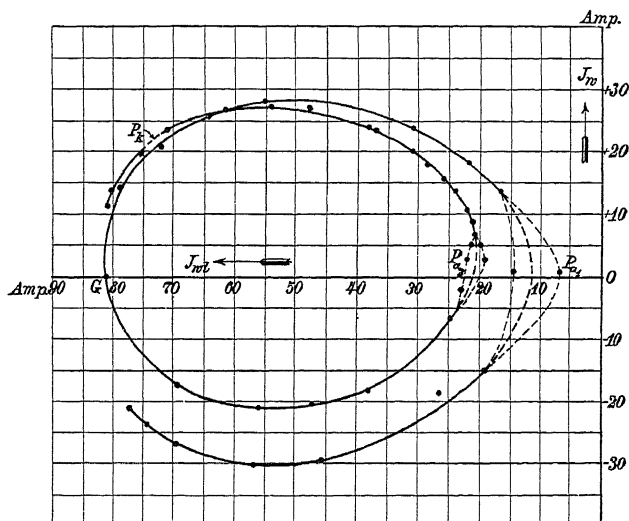


Fig. 107. Stromdiagramm eines mehrphasigen Motors mit einachsiger Rotorwicklung.

ein Bogen $P_{a2}G$ bis zu einer Schlüpfung $s = 0,38$, bei dem elektrische Leistung abgegeben wird, der also einem Arbeitsgebiet als Generator entspricht. Bei höherer Geschwindigkeit wird wieder elektrische Leistung aufgenommen, und zwar von G bis zum Punkt P_{a1} , der dem Synchronismus $s = 0$ entspricht, während oberhalb dieser Geschwindigkeit die Leistung wieder generatorisch wird. Die gestrichelten Linien in der Nähe von P_{a1} und P_{a2} geben die Grenzen an, innerhalb derer der Strom hier pendelt.

Die Maschine kann also in der Nähe von halber synchroner und in der Nähe von synchroner Geschwindigkeit sowohl als Motor wie als Generator Arbeit leisten.

Die Drehmomente, die dem Diagramm Fig. 107 entsprechen, sind in Fig. 108 als Funktion der Schlüpfung aufgetragen. Bei Synchronismus ($s = 0$) kann das Drehmoment positiv, negativ oder

Null sein je nach der Lage der einphasigen Rotorwicklung gegenüber dem Drehfeld.

Fällt die Achse der Rotorwicklung mit der Achse des Drehfeldes zusammen, so ist das Drehmoment Null, ist sie verzögert, so ist das Drehmoment positiv, ist sie voreilend, negativ.

Diese Vieldeutigkeit kommt in dem Ersatzstromkreis Fig. 106 nicht zum Ausdruck, weil er sich ja auf Mittelwerte bezieht und die von der relativen Lage der Wicklungen zueinander herrührenden Unsymmetrien des Drehfeldes nicht berücksichtigen kann.

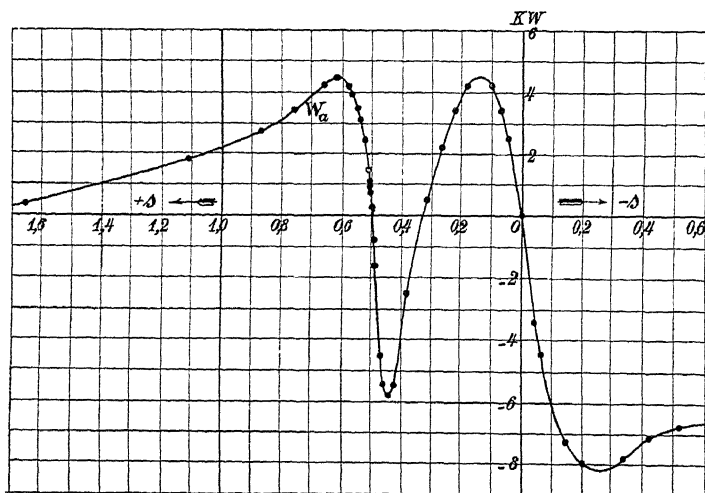


Fig. 108. Drehmomentkurve eines mehrphasigen Motors mit einachsiger Rotorwicklung.

Bei $s=0$ entspricht also der Induktionsmotor mit einachsigem Rotor einer Reaktionsmaschine (s. WT, Bd. IV).

Der mittlere wattlose Strom ist bei halber synchroner Geschwindigkeit etwa doppelt so groß wie bei Synchronismus.

Aus dem Ersatzstromkreis ergibt sich die Admittanz einer Phase bei Leerlauf und halber synchroner Tourenzahl.

$$\mathfrak{Y}_{02} = \frac{2 \mathfrak{Y}_a}{1 + 2 \mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Y}_a + \frac{\mathfrak{Y}_a \mathfrak{Z}_2'}{C_2}}$$

und bei Synchronismus

$$\mathfrak{Y}_{01} = \frac{\mathfrak{Y}_a}{1 + \mathfrak{Y}_a \mathfrak{Z}_1'}$$

Der Motor mit einachsigem Rotor kann, wie aus der Drehmomentkurve Fig. 108 folgt, im allgemeinen nicht von selbst über die halbe synchrone Geschwindigkeit hinauslaufen. Da das größte

negative Drehmoment in der Nähe dieser Geschwindigkeit aber vom Rotorwiderstand abhängt, kann man die Drehmomentkurve durch Einschalten von Rotorwiderstand so verändern, daß das Drehmoment bis Synchronismus positiv bleibt.

Setzt man angenähert $\mathcal{Y}_a \cong j b_a$, da g_a meist klein gegen b_a ist, so ergibt sich aus dem Ersatzstromkreis, daß der Rotor sich ersetzen läßt durch eine Wicklung, deren Widerstand

$$r = \frac{2r_2'}{s} + \frac{r_1}{(2s-1) \left[(1 + b_a x_1)^2 + \left(\frac{b_a r_1}{2s-1} \right)^2 \right]}$$

und deren Reaktanz

$$x = 2x_2' + \frac{x_1(1 + b_a x_1) + r_1 \left(b_a \frac{r_1}{2s-1} \right)}{(1 + b_a x_1)^2 + \left(\frac{b_a r_1}{2s-1} \right)^2}$$

ist.

Der zweite Teil des Widerstandes, der für $s=1$ Null wird, hat in der Nähe dieser Geschwindigkeit ein positives und ein negatives Maximum, nämlich wie sich durch Differentiation leicht ergibt, wenn

$$2s-1 = \pm \frac{b_a r_1}{1 + b_a x_1}$$

oder

$$s = \frac{1}{2} \pm \frac{1}{2} \frac{b_a r_1}{1 + b_a x_1}$$

ist.

Das obere (+) Vorzeichen ergibt eine etwas geringere als halbsynchrone Geschwindigkeit, wobei die Leistung motorisch ist; das untere (—) eine etwas höhere als halbsynchrone Geschwindigkeit entsprechend der Generatorleistung.

Es ist hierbei der zweite Teil des Widerstandes

$$\pm \frac{1}{2b_a(1 + b_a x_1)}.$$

Der gesamte Widerstand wird also für

$$s = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{b_a r_1}{1 + b_a x_1} \right)$$

$$r = \frac{2r_2}{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{b_a r_1}{1 + b_a x_1} \right)} - \frac{1}{2b_a(1 + b_a x_1)}.$$

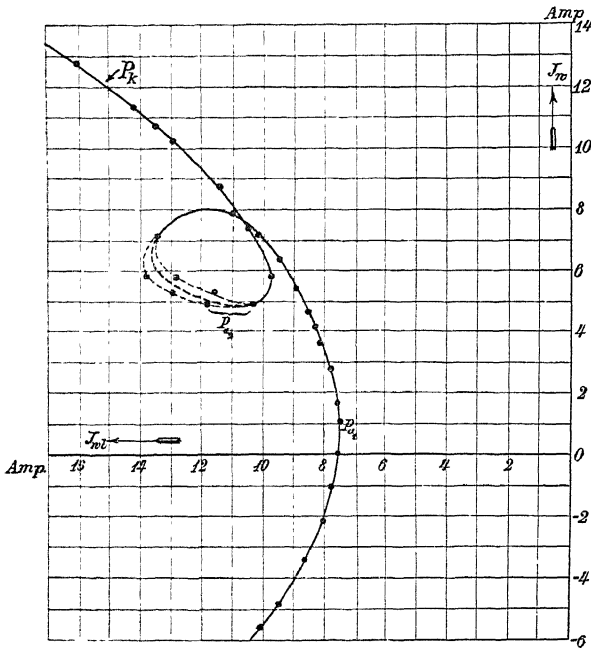


Fig. 109. Stromdiagramm eines mehrphasigen Motors mit einachsigen Rotor mit Widerstand im Rotorkreis.

Er ist negativ, wenn das zweite Glied größer ist als das erste, gleich

Null, wenn sie gleich sind, und er ist positiv, wenn das erste größer ist. Im ersten Fall ist die Maschine ein Generator, im letzten ein Motor.

Damit $r=0$ wird, d. h. damit die Maschine in der Nähe der halben synchronen Geschwindigkeit keine Leistung als Generator oder als Motor abgeben kann, muß

$$2r_2' = \frac{1 + b_a x_1 - b_a r_1}{4b_a (1 + b_a x_1)^2}$$

oder angenähert

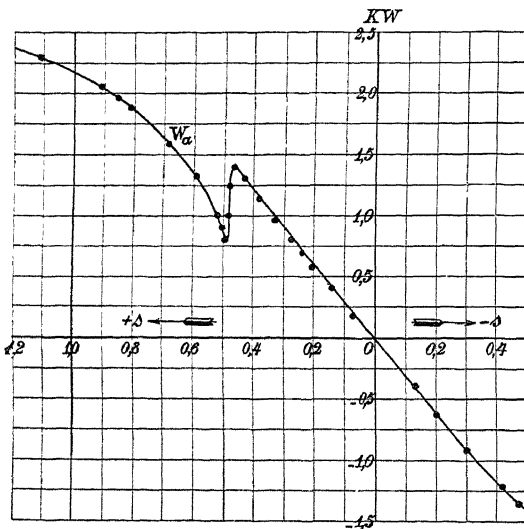


Fig. 110. Drehmomentkurve zum Stromdiagramm Fig. 109.

$$2r_2' \simeq \frac{1}{4b_a C_1} \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (143)$$

sein.

Wird der Rotorwiderstand durch Einschalten eines Widerstandes zwischen die Schleifringe noch größer gemacht, so entspricht dem ganzen Geschwindigkeitsbereich von Stillstand bis Synchronismus eine motorische Leistung. Der Teil der Schleife, der in der Nähe der Schlüpfung $s = \frac{1}{2}$ liegt, schrumpft dann immer mehr zusammen, wie die experimentell aufgenommene Kurve Fig. 109 zeigt.

Der Verlauf des Drehmomentes hierfür ist in Fig. 110 dargestellt, und es tritt dann an Stelle des negativen Drehmomentes nur eine Sattelbildung in dem positiven Drehmoment ein.

45. Anlauf von Käfigankern.

In einem Käfiganker wird die Phasenzahl

$$m_2 = \frac{N_2}{p}$$

durch die Polzahl $2p$ des Feldes bestimmt.

Das Grundfeld des Stators induziert also m_2 -phasige Grundströme, die wieder ein Grundfeld, aber nur sehr geringe Oberfelder erzeugen können; denn, da m_2 eine große Zahl ist, ist die Ordnung der Oberfelder

$$2xm_2 \pm 1$$

sehr hoch und ihre Amplitude klein.

Gegenüber einem Statoroberfeld, das $\nu_1 p$ Polpaare hat, besitzt der Käfiganker somit nur

$$\frac{m_2}{\nu_1} = \frac{N_2}{\nu_1 p} \text{ Phasen.}$$

Für jede Zahl $\frac{m_2}{\nu_1}$, die größer als 2 ist, bildet der Käfiganker daher wieder ein Mehrphasensystem und erzeugt ein Drehfeld von der gleichen Polzahl und demselben Drehsinn wie das betreffende Statorfeld. Er besitzt also mit diesem ein Drehmoment, das seinen größten positiven und negativen Wert in der Nähe des Synchronismus mit diesem Oberfeld hat, d. h. wenn $n_2 = \frac{n_1}{\nu_1}$ ist.

Ist $\frac{N_2}{\nu_1 p} = 2$, d. h. hat der Käfiganker für jede Halbwelle des Oberfeldes einen Stab, so ist der Käfiganker in bezug auf dieses Oberfeld einphasig und verhält sich daher ähnlich wie der einphasige Rotor im Drehfeld, d. h. er besitzt schon ein negatives

Drehmoment in der Nähe der halben synchronen Geschwindigkeit mit diesem Oberfeld

$$n_2 = \frac{n_1}{2r_1}.$$

Da in diesem Falle die Ausbildung des Oberfeldes durch die Zähne und Nuten sehr begünstigt wird, kann es groß werden, und unter Umständen wird das Bremsmoment des Rotorwechselfeldes so groß, daß der Motor nicht anläuft.

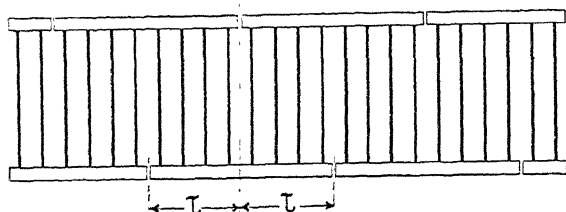


Fig. 111. Käfiganker mit geschlitzten Kurzschlußringen.

Man vermeidet es daher, die Stabzahl in dieser Weise teilbar auszuführen.

Als Mittel zur Verhinderung des Nichtanlaufens der Käfiganker ergibt sich nach Gl. 143, S. 192 die Vergrößerung des Widerstandes (ev. durch Abdrehen der Kurzschlußringe) oder Vergrößerung von b_a durch Vergrößerung des Luftspaltes.

Am wirksamsten ist, dem Käfiganker seinen vielphasigen Charakter dadurch zu nehmen, daß man jeden Kurzschlußring einmal pro Polpaar aufschneidet und die Schnittstellen der beiden Ringe gegeneinander versetzt, wie dies Fig. 111 zeigt.

46. Einfluß der Oberströme auf die Wirkungsweise eines Induktionsmotors.

Die Oberströme einer Asynchronmaschine rühren her von den EMKen höherer Frequenz in der Kurve der zugeführten Spannung, denn eine EMK von der 3, 5, 7 ... n -fachen Periodenzahl bedingt einen Kraftfluß, der mit der entsprechenden Frequenz pulsiert. Die räumlich gegeneinander verschobenen Grundwellen der Felder höherer Periodenzahl einer Mehrphasenwicklung ergeben zusammen Drehfelder, die in demselben Sinne rotieren wie das Grundfeld der ersten Stromharmonischen, wenn $\frac{n-1}{m}$ eine ganze Zahl ist, und im entgegengesetzten Sinne, wenn $\frac{n+1}{m}$ eine ganze Zahl ist, wobei n

die Ordnung der Stromharmonischen und m die Zahl der Phasen der Wicklung bedeutet. Ist keine von beiden Größen eine ganze Zahl, so entsteht kein Feld, sind beide ganze Zahlen, so entsteht ein pulsierendes Feld.¹⁾

Die Winkelgeschwindigkeit des Grundfeldes einer Stromharmonischen n ter Ordnung ist $\frac{n}{1}$ mal so groß wie die des Grundfeldes der Grundharmonischen.

Für das ν te Oberfeld der n ten Harmonischen haben wir in obigen Ausdrücken jeweils ν statt 1 einzusetzen.

Es läßt sich nun für jede Harmonische der Ersatzstromkreis ebenso wie für die Grundharmonische aufstellen.

Die Stator- und Rotorreaktanzen, die der Periodenzahl proportional sind, sind für die n te Harmonische

$$\begin{aligned}x_{1n} &= nx_1 \\ x_{2'n} &= nx_2' .\end{aligned}$$

Die Erregeradmittanz b_{an} ist dagegen n mal so klein wie die Admittanz b_a der Grundharmonischen, weil mit der Periodenzahl nur die EMK für einen gegebenen Kraftfluß wächst, der Magnetisierungsstrom aber konstant bleibt. Also ist

$$b_{an} = \frac{b_a}{n} .$$

Nehmen wir an, daß die Widerstände sich den Strömen höherer Periodenzahl gegenüber nicht ändern, so bleibt der Statorwiderstand $r_{1n} = r_1$. Der auf Stillstand reduzierte Rotorwiderstand, den wir für die Wicklung des Ersatzstromkreises einzuführen haben, wird:

$$\frac{r_{2'n}}{s_n} = \frac{r_2'}{s_n} ,$$

worin

$$s_n = \frac{n\omega_1 \mp \omega_2}{n\omega_1}$$

ist. Das obere negative Verzeichen gilt für Oberströme, die gleichsinnig rotierende Felder erzeugen, und das untere positive für die übrigen.

Die von den Oberfeldern herrührende zusätzliche Reaktanz der n ten Harmonischen ist entsprechend dem früheren $2nx_0$, kann aber im allgemeinen als klein vernachlässigt werden.

¹⁾ s. WT, Bd. III, und O. S. Bragstad: Beitrag zur Theorie und Untersuchung der Asynchronmotoren. Samml. elektr. Vortr. 1902 Bd. III.

Der mit diesen Konstanten gebildete Ersatzstromkreis des Grundfeldes jeder n ten Harmonischen ergibt als Stromdiagramm wiederum einen Kreis, dessen Radius angenähert nur $\frac{1}{n}$ tel des Radius des Arbeitskreises der Grundharmonischen ist, weil alle Reaktanzen n mal so groß sind. Da aber die Widerstände dieselben sind, sind sie im Verhältnis zu den Reaktanzen viel kleiner als bei der Grundharmonischen, und auch das Glied $\frac{r_2'}{s_n}$ kann in dem Arbeitsgebiet als Motor nicht groß werden, weil die Schlüpfung s_n im allgemeinen groß ist. Deshalb sind die Oberströme hauptsächlich wattlos gegen ihre EMK und setzen den Leistungsfaktor der ganzen Maschine herunter.

Der resultierende Leistungsfaktor ist (s. Bd. I)

$$\cos \varphi = \sqrt{\frac{\cos^2 \varphi_1 + \left(\frac{P_3}{P_1}\right)^2 \cos^2 \varphi_3 + \left(\frac{P_5}{P_1}\right)^2 \cos^2 \varphi_5 + \dots}{1 + \left(\frac{P_3}{P_1}\right)^2 + \left(\frac{P_5}{P_1}\right)^2 + \dots}} \quad (144)$$

Da hierin alle $\cos \varphi_n$ sehr klein sind, wird

$$\cos \varphi < \cos \varphi_1.$$

In dem stabilen Arbeitsbereich als Motor kann man angenähert

$$s_n = 1 \pm \frac{1}{n}$$

setzen. Es wird dann

$$\cos \varphi_n \cong \frac{r_1 + \frac{r_2' n}{n \pm 1}}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{r_2' n}{n \pm 1}\right)^2 + n^2 (x_1 + x_2')^2}}$$

oder, wenn man

$$r_1 = r_2' = \frac{r_k}{2} \quad \text{und}$$

$$x_1 + x_2' = x_k$$

einführt,

$$\cos \varphi_n \cong \frac{\frac{r_k}{2} \left(1 + \frac{n}{1 \pm n}\right)}{\sqrt{\left[\frac{r_k}{2} \left(1 + \frac{n}{n \pm 1}\right)\right]^2 + n^2 x_k^2}}.$$

Indem man für jede der n Stromharmonischen hieraus $\cos \varphi_n$ berechnet und in Gl. 144 einführt, erhält man $\cos \varphi$ für eine gegebene Spannungskurve.

Beispiel: Für einen Dreiphasenmotor, bei dem für den Vollaststrom J_v

$$J_v x_k = 0,2 P \quad \text{und}$$

$$J_v r_k = 0,06 P$$

ist und dessen Leerlaufstrom

$$J_{0wl} = 0,25 J_v$$

ist, wurde der Leistungsfaktor für sinusförmige und für eine Spannungswelle berechnet, die eine 5te Oberwelle von $\frac{1}{5}$ Amplitude der Grundwelle und eine 7te Oberwelle von $\frac{1}{7}$ Amplitude der Grundwelle besitzt.

Die Leistungsfaktoren $\cos \varphi$ sind in Fig. 112 für verschiedene Ströme, d. h. verschiedene Verhältnisse der Reaktanz $\frac{J_1 x_k}{P}$ aufgetragen. $\cos \varphi_1$ ist der Leistungsfaktor für die reine Sinusspannung und $\cos \varphi$ der resultierende Leistungsfaktor der zusammengesetzten Welle.

Bei diesen großen Oberwellen ist der größte Leistungsfaktor von 0,915 auf 0,889, also um fast 3% herunter gegangen. Die Abnahme des Leistungsfaktors ist um so größer, je höher der Leistungsfaktor der Grundwelle ist, weil die Oberströme fast wutlos sind. Bei Synchronismus ist der Leistungsfaktor des Grundstroms

$$\cos \varphi_{1,0} = 0,1,$$

während für die zusammengesetzte Welle

$$\cos \varphi = 0,0981$$

also nur 1,9% kleiner ist.

Wenn der Kurzschlußwiderstand groß ist, d. h. $\cos \varphi_k$ groß, können auch die Werte von $\cos \varphi_n$ noch ziemlich groß sein (z. B. bei Einphasenmotoren für die dritte Harmonische.) In diesem Falle kann der resultierende Leistungsfaktor bei Leerlauf für die zusammengesetzte Welle gleich oder sogar größer sein als $\cos \varphi_0$ für die Grundwelle, wie aus Gl. 144 ja auch hervorgeht, wenn

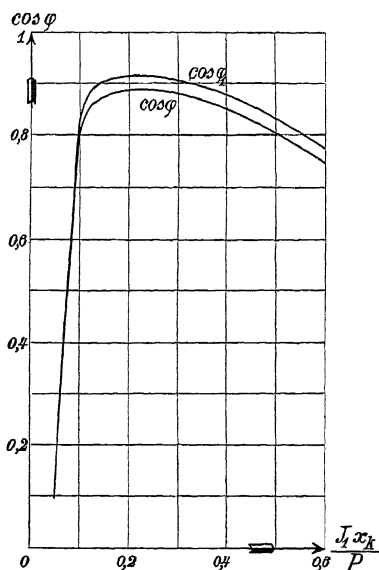


Fig. 112. Leistungsfaktor $\cos \varphi$ für zwei verschieden geformte Spannungs-kurven.

$\cos \varphi_1 < \cos \varphi_2$ wird, was bei Leerlauf und großem Rotorwiderstand vorkommen kann.

Das Drehmoment und der Wirkungsgrad sowie die maximale Leistung werden durch die Oberströme ebenfalls heruntergesetzt.

Zunächst erzeugt die Grundwelle der MMK-Kurve einiger Oberströme Felder, die, wie wir oben gesehen haben, entgegengesetzt dem Grundfeld rotieren und deren Drehmomente daher negativ sind.

Aber auch für die Oberströme, die positive Drehmomente ergeben, ist das Verhältnis der Verluste $J_n^2 r_2'$ zu dem Drehmoment $\frac{J_n^2 r_2'}{s_n}$ viel größer als bei der Grundharmonischen, weil s_n sehr groß ist.

Daher nimmt der Verlust mit der Zahl der Oberströme schneller zu als die Leistung. Der Wirkungsgrad und das maximale Drehmoment werden daher kleiner.

Die Rotoreisenverluste werden durch die Oberströme größer, weil die von ihnen erzeugten Felder eine große Geschwindigkeit gegenüber dem Rotor haben, während das Grundfeld im Rotor fast gar keine Verluste erzeugt. Im Stator sind die Wirbelstromverluste dieselben, gleichviel wie die Form der Spannungskurve ist.

Für einen hohen Wirkungsgrad und hohen Leistungsfaktor ist daher bei einem Asynchronmotor die sinusförmige Spannungskurve am günstigsten.

R. Rößler hat (ETZ 1896) einen einphasigen Induktionsmotor das eine Mal mit einer nahezu sinusförmigen, das andere Mal bei einer sehr spitzen Spannungskurve untersucht. Seine Messungen bestätigen das hier Gesagte. Er fand auch, daß der Strom bei offenem Rotor bei sinusförmiger EMK am größten ist.

Dies ist auch ohne weiteres verständlich. Denn bei sinusförmiger Klemmenspannung ist der Leerlaufstrom bei offenem Rotor

$$J_{00} = P_1 b_a.$$

Da nun für die Oberströme, wie oben gezeigt wurde,

$$b_{an} = \frac{1}{n} b_a$$

ist, ist der Strom für die n te Harmonische P_n der Klemmenspannung gleich $\frac{P_n}{n} b_a$.

Es ist also der gesamte Strom

$$J'_{00} = \sqrt{J_1^2 + J_3^2 + J_5^2 + \dots} = b_a \sqrt{P_1^2 + \frac{1}{9} P_3^2 + \frac{1}{25} P_5^2 + \dots}$$

Weil ferner

$$P = \sqrt{P_1^2 + P_3^2 + P_5^2 + \dots} \text{ ist,}$$

$$\text{ist} \quad J'_{00} = P b_a \sqrt{\frac{P_1^2 + \frac{1}{9} P_3^2 + \frac{1}{25} P_5^2 + \dots}{P_1^2 + P_3^2 + P_5^2 + \dots}}.$$

Da der Wurzelausdruck kleiner als 1 ist, wird

$$J'_{00} < P b_a,$$

d. h. kleiner als bei rein sinusförmiger gleich großer Spannung.

Der Leerlaufstrom braucht jedoch nicht kleiner zu sein, wenn die Spannung nicht sinusförmig ist, denn die Oberströme höherer Periodenzahl, die bei Leerlauf im Rotor erzeugt werden, vergrößern den gesamten Leerlaufstrom wieder.

Nach dem oben Gesagten ist der Strom der n ten Harmonischen bei Leerlauf

$$J_{0n} \simeq \frac{P_n}{\sqrt{\left[\frac{r_k}{2} \left(1 + \frac{n}{n+1}\right)\right]^2 + n^2 x_k^2}},$$

während der Strom der Grundharmonischen angenähert

$$J_{01} = P_1 y_a$$

ist. Es ist daher die gesamte Leerlaufadmittanz

$$\frac{J_0}{P} = \sqrt{\frac{P_1^2 y_a^2 + \Sigma \left(\frac{P_n^2}{\left[\frac{r_k}{2} \left(1 + \frac{n}{n+1}\right)\right]^2 + n^2 x_k^2} \right)}{P_1^2 + P_3^2 + P_5^2 + \dots}}.$$

Da nun im allgemeinen

$$\frac{1}{\left[\left(\frac{r_k}{2}\right)^2 \left(1 + \frac{n}{n+1}\right)^2 + n^2 x_k^2\right]} > y_a^2$$

ist, sofern Oberströme von nicht allzu hoher Ordnung in Betracht kommen, ist die resultierende Leerlaufadmittanz meist größer als y_a , d. h. bei nicht sinusförmiger Spannung ist der Leerlaufstrom meist größer als bei sinusförmiger.

Für denselben Motor, für den nach S. 181 der Leerlaufstrom bei sinusförmiger Klemmenspannung

$$J_0 = 7,55 \text{ Amp.}$$

$$\cos \varphi_0 = 0,289$$

$$J_{0wl} = 7,22 \text{ Amp.}$$

betrug, war bei der Klemmenspannung nach dem Oszillogramm Fig. 113a

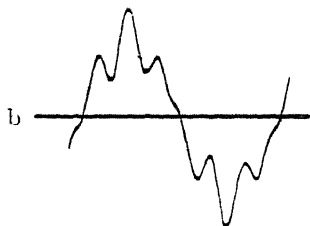
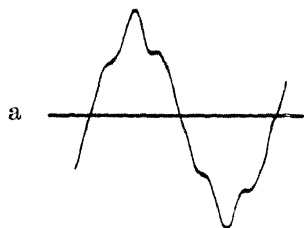


Fig. 113.

$$J_0 = 8,35 \text{ Amp.}$$

$$\cos \varphi_0 = 0,239$$

$$J_{0_{ul}} = 8,1 \text{ Amp.}$$

und für die Spannung nach Oszillogramm Fig. 113 b

$$J_0 = 10,0 \text{ Amp.}$$

$$\cos \varphi_0 = 0,238$$

$$J_{0_{ul}} = 9,65 \text{ Amp.}$$

Bei geöffnetem Rotor war für diese beiden Spannungskurven der Strom fast derselbe, und zwar

$$J_{0_{0_{ul}}} = 7,5 \text{ Amp.,}$$

während er bei sinusförmiger Klemmenspannung 7,65 Amp. betrug.

Zehntes Kapitel.

Die Verluste und der Wirkungsgrad eines Asynchronmotors.

47. Verluste durch Hysteresisarbeit. — 48. Verluste durch Wirbelströme. — 49. Wirbelstromverluste durch die Pulsationen des Feldes. — 50. Verluste durch nicht isolierte Ankerbolzen. — 51. Verluste durch Wirbelströme im Kupfer. — 52. Berechnung der gesamten Eisenverluste. — 53. Stromwärmeverluste in der Stator- und Rotorwicklung. — 54. Mechanische Verluste. — 55. Der Wirkungsgrad eines Asynchronmotors und der Einfluß der einzelnen Verluste auf ihn.

In jedem Asynchronmotor treten magnetische, elektrische und mechanische Verluste auf. Wir unterscheiden:

1. Verluste durch Hysteresisarbeit.
2. Verluste durch Wirbelströme.
3. Stromwärmeverluste.
4. Mechanische Verluste.
 - a) Lagerreibung.
 - b) Luftreibung.
 - c) Bürstenreibung.

Wir wollen nun diese Verluste der Reihe nach besprechen.

47. Verluste durch Hysteresisarbeit.

In einem Asynchronmotor treten Hysteresisverluste durch drehende, lineare und z. T. auch durch statische Ummagnetisierung auf. Da durch Versuche¹⁾ erwiesen ist, daß die Hysteresisverluste bei den verschiedenen Arten der Ummagnetisierung nicht viel voneinander abweichen, verwenden wir die von Steinmetz für lineare Ummagnetisierung gefundene Beziehung, wonach der Energieverlust für eine Ummagnetisierung und das Eisenvolumen von 1 cm^3 gleich $\eta B_{\max}^{1,6}$ Erg ist. η ist für die betreffende Eisensorte eine Konstante

¹⁾ s. Gleichstrommaschine, Bd. I, 2. Aufl., S. 632.

und B_{max} die während der Ummagnetisierung auftretende maximale Induktion.

Wird das Eisenvolumen V in Kubikdezimetern angegeben und ist c die Anzahl der Ummagnetisierungen in einer Sekunde, so ist der

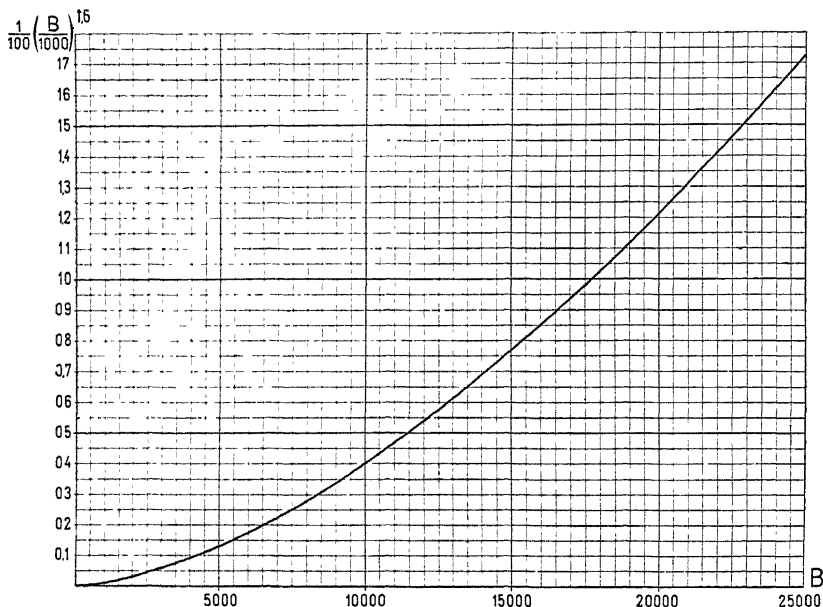


Fig. 114. Kurve zur Berechnung der Hysteresisverluste.

Hysteresisverlust W_h in Watt für gutes Eisenblech, für das $\eta = 0,0016$ gesetzt werden kann:

$$W_h = \frac{c}{100} \left(\frac{B_{max}}{1000} \right)^{1,6} V \text{ Watt.}$$

In Fig. 114 ist $\left(\frac{B_{max}}{1000} \right)^{1,6} \frac{1}{100}$ als Funktion von B_{max} aufgetragen.

Hysteresisverlust im Stator- und Rotorkern. Im Kern ist die maximale Induktion nicht für alle Teile dieselbe. Die Verhältnisse liegen hier ähnlich wie bei Gleichstrommaschinen.¹⁾ Die Induktion ist mit der radialen Tiefe sehr veränderlich, und zwar ist sie im allgemeinen unmittelbar hinter den Zähnen nicht am größten, sondern sie nimmt zunächst etwas zu, um dann ziemlich steil wieder abzufallen.

Fig. 115 stellt die von W. M. Thornton an einem Nutenanker aufgenommene Induktion in Abhängigkeit von der Eisentiefe bei verschiedenen Zahnsättigungen dar. Erst bei höheren Zahn-

¹⁾ s. Gleichstrommaschine, Bd. I, 2. Aufl., S. 629 und 636.

sättigungen tritt das Maximum der Kerninduktion direkt hinter den Nuten auf, bei geringen Zahnsättigungen liegt sie erst in einiger Entfernung davon.

Bei hoher Zahnsättigung verläuft ein Teil des Kraftflusses durch den Nutenraum nach dem Nutengrund und breitet sich daher unmittelbar hinter den Zähnen nicht so stark aus wie bei geringer Sättigung, und andererseits wird der Zahnkraftfluß, sobald ihm ein größerer Querschnitt geboten wird, plötzlich abbiegen.

Der Einfluß dieser ungleichförmigen Verteilung des Kraftflusses auf den Hysteresisverlust kann nicht genau berechnet werden und ist durch einen Zuschlag zu berücksichtigen.

Der Hysteresisverlust ist aber auch abhängig von den Oberfeldern, die mit einer anderen Periodenzahl als das Grundfeld rotieren und daher andere Ummagnetisierungszahlen ergeben. Andererseits vergrößern oder verkleinern sie periodisch das Maximum der Induktion an einer bestimmten Stelle. Ihr Einfluß läßt sich ebenfalls nur durch einen Zuschlag berücksichtigen.

Ermittelt man für die zu verwendende Blechsorte die Hysteresiskonstante η durch Wechselstrommagnetisierung und durch Trennung der Hysteresis- und Wirbelstromverluste nach der Periodenzahl, so kann man setzen

$$W_h = \sigma_h \left(\frac{c}{100} \right) \left(\frac{B_{max}}{1000} \right)^{1,6} V \text{ Watt} \quad . \quad . \quad . \quad (145)$$

Es ist

$$\sigma_h = 0,9 \text{ bis } 1,1 \frac{\eta}{0,0016} \quad . \quad . \quad . \quad (146)$$

wobei der Zuschlag um. so größer einzusetzen ist, je größer die ungleichförmige Verteilung des Kraftflusses ist. Wir erhalten somit für den Hysteresisverlust im Statorkern

$$W_{has} = \sigma_h \left(\frac{c_1}{100} \right) \left(\frac{B_{asmax}}{1000} \right)^{1,6} V_{as} \quad . \quad . \quad . \quad (147a)$$

und im Rotorkern

$$W_{har} = \sigma_h \left(\frac{c_2}{100} \right) \left(\frac{B_{armax}}{1000} \right)^{1,6} V_{ar} \quad . \quad . \quad . \quad (147b)$$

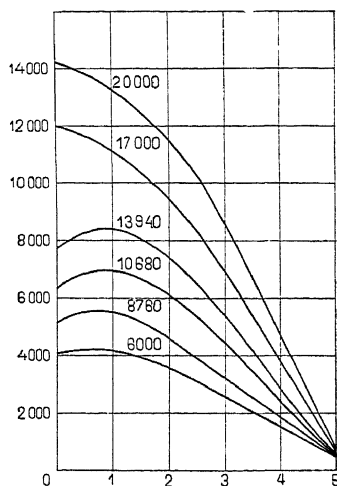


Fig. 115.

Da $c_2 = s c_1$ sehr klein ist, kann man die Hysteresisverluste im Rotor meist vernachlässigen.

Aus Fig. 115 geht hervor, daß es unnötig ist, die Tiefe des Ankereisens groß zu machen, um eine kleine mittlere Induktion zu erhalten. In dem dargestellten Beispiel ist bei einer Tiefe von 5 cm hinter den Zähnen die Induktion fast für alle Kurven auf weniger als 1000 gesunken, obwohl die maximale von ca. 4000 bis 14000 variiert.

Als Anhaltspunkt für die Wahl der Kerntiefe h ergibt sich unter der Annahme, daß das Eisen dort fortgelassen werden kann, wo die Induktion auf etwa die Hälfte der maximalen gesunken ist,

$$h \simeq \frac{D}{2p}.$$

Bezeichnet man mit Q_s den Kernquerschnitt des Statoreisens, so kann angenähert der Verlust durch Hysteresis proportional

$$B_s^{1,6} Q_s = \frac{\Phi^{1,6}}{Q_s^{0,6}}$$

gesetzt werden. Der Hysteresisverlust ändert sich also bei konstantem Kraftfluß umgekehrt mit der 0,6ten Potenz des Eisenquerschnittes, d. h. die Ersparnis an Eisen wächst schneller als die Zunahme des Verlustes.

Hysteresisverlust in den Zähnen. Dieser Verlust ist einfach zu berechnen, wenn man von den Annahmen ausgeht, daß

1. durch jeden Zahnquerschnitt derselbe Kraftfluß geht,
2. das Steinmetzsche Gesetz richtig ist.

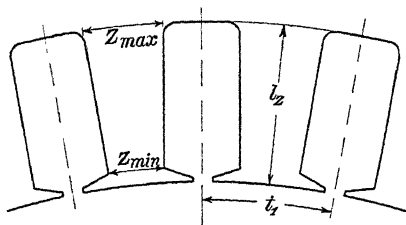


Fig. 116.

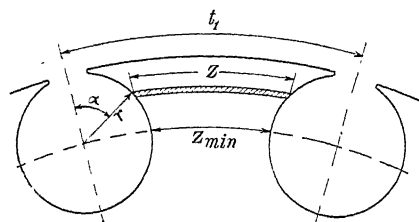


Fig. 117.

Bedeutet in Fig. 116 z_{min} die kleinste Zahnbreite am Umfang bzw. Zahnfuß, z_{max} die größte Zahnbreite am Zahnfuß bzw. Umfang, l die totale Länge des Eisens, k_2 den Faktor, der die Isolation zwischen den Blechen berücksichtigt und

$$V_z = l_z \frac{z_{min} + z_{max}}{2} k_2 Z$$

das Volumen aller Zähne in Kubikdezimeter, so ist der Hysteresisverlust aller Zähne im Stator

$$W_{hzs} = \sigma_h k_4 \frac{c_1}{100} \left(\frac{B_{zs \min}}{1000} \right)^{1,6} V_{zs} \quad . \quad . \quad . \quad (148a)$$

und im Rotor

$$W_{h zr} = \sigma_h k_4 \frac{c_2}{100} \left(\frac{B_{zr \min}}{1000} \right)^{1,6} V_{zr} \quad . \quad . \quad . \quad (148b)$$

k_4 ist ein Koeffizient, der die Veränderung der Zahndicke längs der Zahnhöhe berücksichtigt.

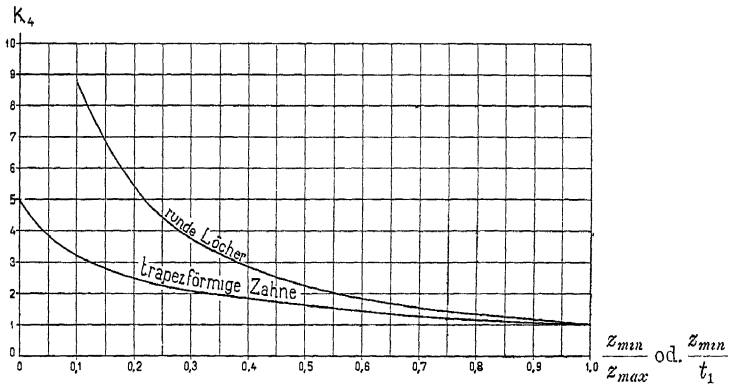


Fig. 118.

Für trapezförmige Nuten findet man (s. Gleichstrommaschine, Bd. I, 2. Aufl., S. 639)

$$k_4 = 5 \left[\frac{1 - \left(\frac{z_{\min}}{z_{\max}} \right)^{0,4}}{1 - \left(\frac{z_{\min}}{z_{\max}} \right)^2} \right] = f \left(\frac{z_{\min}}{z_{\max}} \right) \quad . \quad . \quad . \quad (149a)$$

und für runde Löcher (s. Fig. 117)

$$k_4 = \frac{t_1^{1,6}}{2 t_1 r - \pi r^2} \int_0^\pi \frac{r \sin \alpha d \alpha}{(t_1 - 2 r \sin \alpha)^{0,6}} = f \left(\frac{z_{\min}}{t_1} \right) \quad . \quad (149b)$$

In Fig. 118 ist $k_4 = f \left(\frac{z_{\min}}{z_{\max}} \right)$ bzw. $k_4 = f \left(\frac{z_{\min}}{t_1} \right)$ für trapezförmige Zähne und runde Löcher aufgetragen.

48. Verluste durch Wirbelströme.

Verluste durch Wirbelströme im Stator- und Rotoreisen.

Im Eisenkörper des Stators und Rotors werden bei der relativen Bewegung gegenüber dem Grundfelde EMKe induziert, die Wirbelströme hervorrufen.

Die Wirbelstromverluste lassen sich für die üblichen Periodenzahlen berechnen nach der Formel

$$W_w = \sigma_w \Delta \left[\frac{c}{100} \frac{B_{max}}{1000} \right]^2 V \text{ Watt} \quad . \quad . \quad . \quad (150)$$

worin Δ die Blechstärke in Millimeter, c die Periodenzahl, V das Eisenvolumen in Kubikdezimetern und σ_w eine Konstante ist, die von der elektrischen Leitfähigkeit des Eisens und von der Art der Ummagnetisierung abhängt.

Die Leitfähigkeit des Eisens, die je nach seiner molekularen und chemischen Beschaffenheit in weiten Grenzen sich ändert, hat einen großen Einfluß auf σ_w . Ferner zeigt es sich, daß bei höheren

Periodenzahlen und Induktionen die Proportionalität der Wirbelstromverluste mit dem Quadrate der Periodenzahl nicht mehr genau besteht, was von der Schirmwirkung der Wirbelströme herrührt.

Fig. 119 stellt die Abhängigkeit der Hysteresis- und Wirbelstromverluste eines Eisenbleches von der Periodenzahl dar. Bei geringen Induktionen und niederen Periodenzahlen ist die Kurve

$$\frac{W_h + W_w}{c} = f(c)$$

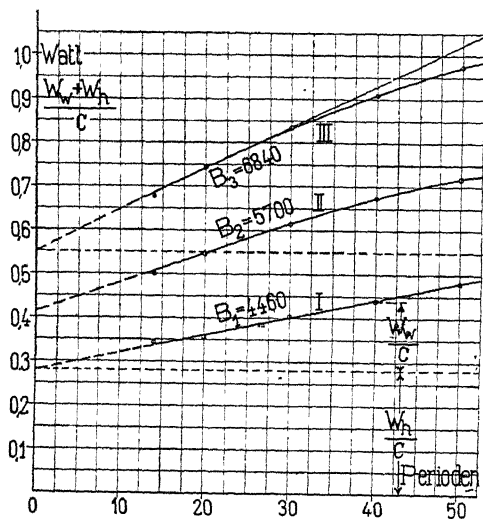


Fig. 119. Abhängigkeit der Hysteresis- und Wirbelstromverluste von der Periodenzahl.

eine Gerade (Kurve I), während sie bei höheren Induktionen mit zunehmender Periodenzahl nach unten von der Geraden abbiegt (Kurve III).

Bei der Vorausberechnung der Verluste kann man dies dadurch berücksichtigen, daß man für zunehmende Periodenzahlen σ_w verringert.

Es treten aber noch weitere Wirbelstromverluste auf:

1. Es entstehen zusätzliche Wirbelstromverluste in den massiven Teilen des Stators und Rotors, welche die Bleche zusammenhalten.

2. Es wird durch das Bearbeiten der Kanten der Bleche, insbesondere durch das Fräsen und Feilen der Nuten und durch das Abdrehen der Oberflächen die Isolation zwischen den Blechen mehr oder weniger zerstört, so daß Stator und Rotor als mit einem sehr dünnen siebartig durchlöcherten Eisenmantel bedeckt angesehen werden können. Hier werden größere Wirbelstromverluste auftreten, die um so größer sind, je größer die bearbeiteten Oberflächen sind. Das Stanzen der Nuten ohne nachträgliches Feilen verdient daher den Vorzug. Es hat den Nachteil, daß die Innenwände der Nuten nicht glatt sind; hierdurch wird der Nutenraum etwas verkleinert.

Anstatt aber die Nut nachträglich auszufeilen, ist es vorteilhaft, von vornherein bei der Bemessung der Nut einen Zuschlag von etwa 0,5 mm auf die Weite zu machen und die Bleche nach dem Zusammensetzen nicht zu befeilen.

Bei gefrästen und befeilten Nuten empfiehlt es sich, in Entfernungen von 2—3 cm dickere Papierscheiben zwischen die Ankerbleche zu legen.

Der Wirbelstromverlust im Statorkern ergibt sich aus der Formel

$$W_{was} = \sigma_w \left(\Delta \frac{c_1}{100} \frac{B_{as}}{1000} \right)^2 V_{as} \text{ Watt} . . \quad (151a)$$

und im Rotorkern

$$W_{war} = \sigma_w \left(\Delta \frac{c_2}{100} \frac{B_{ar}}{1000} \right)^2 V_{ar} \text{ Watt} . . \quad (151b)$$

worin $c_2 = s c_1$ ist.

Für die Statorzähne ist

$$W_{ws} = \sigma_w k_5 \left(\Delta \frac{c_1}{100} \frac{B_{zmin}}{1000} \right)^2 V_{zs} \text{ Watt} . . \quad (152a)$$

und für die Rotorzähne

$$W_{wr} = \sigma_w k_5 \left(\Delta \frac{c_2}{100} \frac{B_{zmin}}{1000} \right)^2 V_{zr} \text{ Watt} . \quad (152b)$$

Für die üblichen kleinen Werte der Schlüpfung s sind die Verluste W_{war} und W_{azr} vernachlässigbar klein.

Der Faktor k_5 läßt sich in ähnlicher Weise wie k_4 berechnen.

Es ist für trapezförmige Zähne

$$k_s = \frac{2}{1 - \left(\frac{z_{\min}}{z_{\max}}\right)^2} \ln \left(\frac{z_{\max}}{z_{\min}}\right) = \frac{4,6}{1 - \left(\frac{z_{\min}}{z_{\max}}\right)^2} \log \left(\frac{z_{\max}}{z_{\min}}\right). \quad (153)$$

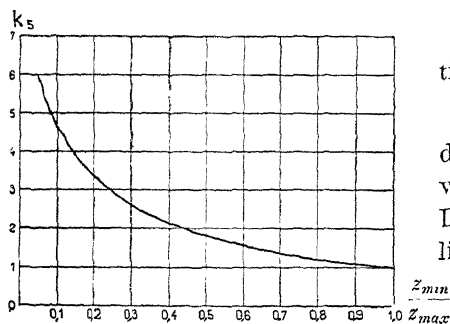


Fig. 120.

In Fig. 120 ist k_s als Funktion von $\frac{z_{\min}}{z_{\max}}$ aufgetragen.

σ_w ist in hohem Maße von der Bearbeitung des Eisens und von dem Aufbau abhängig. Als Durchschnittswert für gewöhnliches Blech ist

$$\sigma_w = 5 \text{ bis } 7$$

einzusetzen. Bei befeilten und gefrästen Nuten hat man je-

doch höhere Werte, etwa $\sigma_w = 10$ anzunehmen.

49. Wirbelstromverluste durch die Pulsationen des Feldes.

Außer den Eisenverlusten, die das Hauptfeld erzeugt, entstehen auch Verluste durch die Pulsationen des Feldes, die durch die Bewegung der Rotorzähne gegenüber den Statorzähnen bedingt werden. Diese Verluste nennt man auch zusätzliche Eisenverluste.

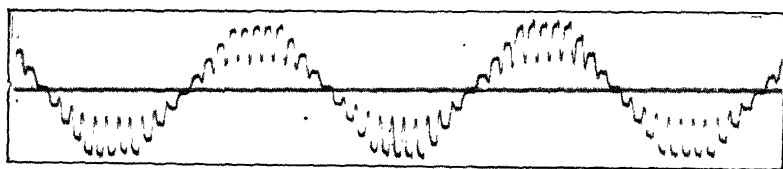


Fig. 121.

Man kann die zusätzlichen Verluste in zwei Teile teilen. Denkt man sich zunächst nur den einen Teil des Asynchronmotors, etwa den Stator, mit Nuten versehen und den Rotor mit einer glatten Oberfläche, so hat die Feldkurve die durch das Oszillogramm (Fig. 121) dargestellte Form. Über die Grundwelle lagern sich ebensoviel Oberwellen wie Statorschlitze auf einer doppelten Polteilung vorhanden sind. Ihre Amplitude variiert etwa proportional mit dem Werte der Grundwelle, bei dem sie auftreten.

Diese Oberwellen erzeugen nun an der Oberfläche des Rotors Wirbelströme von sehr hoher Periodenzahl, ähnlich wie sie in den

Polschuhen einer Gleichstrommaschine entstehen. Sie werden aber nicht tief in den Kern eindringen können, einerseits, weil bei der hohen Periodenzahl die Wirbelstromwelle schnell gedämpft wird, andererseits, weil sich die Kraftlinien im Kern ausbreiten können.

Ist nun sowohl der Stator wie der Rotor mit Nuten versehen, so erzeugen die Statornuten Verluste an der Oberfläche der Rotorzähne und die Rotornuten Verluste an der Oberfläche der Statorzähne. Man bezeichnet sie als Oberflächenverluste. Während wir aber beim glatten Anker annehmen konnten, daß die Kraftlinien sich im Kern sofort ausbreiten können, ist bei dem gezahnten Anker die Ausbreitung auf eine Zahnbreite beschränkt. Es bleibt daher eine Pulsation im ganzen Zahn übrig, und es entstehen auch im Eisen des Zahnes Wirbelströme von sehr hoher Periodenzahl. Diese Verluste bezeichnen wir als Zahnpulsationsverluste.

Die Pulsation der Zahninduktion läßt sich ebenfalls durch ein Oszillogramm sichtbar machen. Wickelt man z. B. um einen Statorzahn eine Prüfspule, so ist die in einer Windung induzierte EMK

$$e = - \frac{d\Phi_z}{dt},$$

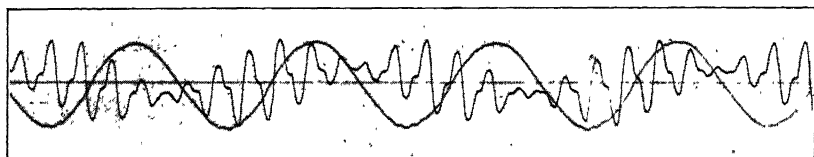


Fig. 122.

worin Φ_z der Kraftfluß im Zahn ist. Der zeitliche Verlauf dieser EMK wird durch das Oszillogramm Fig. 122 dargestellt. Die

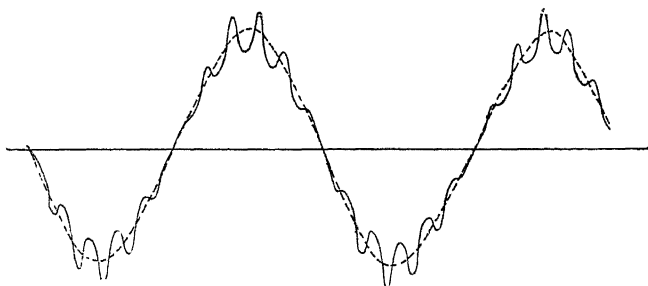


Fig. 123.

Kurve des Kraftflusses Φ_z selbst ist die Integralkurve dieser Kurve und durch Fig. 123 dargestellt. Sie zeigt, daß über der Grund-

welle der Zahninduktion so viele Oberwellen liegen wie Rotornuten in einer Sekunde an dem Zahn vorbeigleiten.

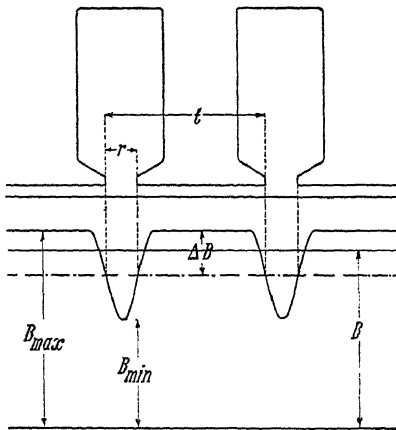


Fig. 124.

Angenähert können die Verluste nach O. S. Bragstad und A. Fraenckel auf Grund von Versuchen, die sie im Elektrotechn. Institut der Techn. Hochschule zu Karlsruhe ausgeführt haben, wie folgt berechnet werden.¹⁾

Oberflächenverluste. Man nimmt an, daß die Verteilung der Luftinduktion, die eintritt, wenn ein Schlitz vor einem Zahn steht, einer Sinuswelle entspricht, deren Wellenlänge gleich der doppelten Schlitzweite $2r$ ist (s. Fig. 124), und berechnet k_1 (s. Gleichstrommaschine Bd. I, 2. Aufl., S. 268) als das Verhältnis

$$k_1 = \frac{B_{\max}}{B}.$$

Die Amplitude der Pulsationswelle ist dann

$$\Delta B = \frac{B_{\max} - B_{\min}}{2}.$$

Aus Fig. 124 folgt, daß

$$\begin{aligned} B t &= B_{\max}(t - 2r) + (B_{\max} - \Delta B) 2r \\ &= B_{\max} t - \Delta B 2r \\ &= k_1 B t - \Delta B 2r \end{aligned}$$

und

$$\Delta B = \frac{t}{2r} (k_1 - 1) B \quad \text{ist.}$$

Berechnet man nun k_{1s} für die Statorschlitzte und k_{1r} für die Rotorschlitzte und den Luftspalt δ unter Benutzung von Fig. 31 S. 42, so ergibt sich nach der Formel von Rüdenberg (ETZ 1905) für Wirbelstromverluste in Polschuhen an der Oberfläche der Statorzähne ein Verlust

$$W_{ob.s} = \sigma_{ob.} (k_{1r} - 1)^2 \left(\frac{B_l}{1000} \right)^2 \frac{t_r}{\sqrt{r_r}} v^{1.5} O_s \text{ Watt} . \quad (154a)$$

und an der Oberfläche der Rotorzähne

$$W_{ob.r} = \sigma_{ob.} (k_{1s} - 1)^2 \left(\frac{B_l}{1000} \right)^2 \frac{t_s}{\sqrt{r_s}} v^{1.5} O_r \text{ Watt} . \quad (154b)$$

¹⁾ ETZ 1908, S. 1074.

Hierin bezeichnet v die Umfangsgeschwindigkeit in m/sec; t_r , t_s , r_r und r_s sind in Zentimetern und O_s und O_r , die Oberflächen aller Stator- bzw. Rotorzahnköpfe, in Quadratdezimetern gemessen. $\sigma_{ob.}$ ist eine von der spezifischen Leitfähigkeit und Permeabilität des Eisens sowie von der Verteilung der Feldkurve abhängige Konstante, für die

$$\sigma_{ob.} = 0,08 \text{ bis } 0,1$$

einzusetzen ist.

Die gesamten Oberflächenverluste sind daher

$$W_{ob.} = \sigma_{ob.} \left(\frac{B_l}{1000} \right)^2 v^{1,5} \left[(k_{1r} - 1)^2 \frac{t_r}{\sqrt{r_r}} O_s + (k_{1s} - 1)^2 \frac{t_s}{\sqrt{r_s}} O_r \right] \text{ Watt} \quad (155)$$

Diese Berechnung gilt, wie Fig. 124 zeigt, nur für halbgeschlossene Nuten, bei denen die Nutenöffnung höchstens halb so groß ist wie die gegenüberliegende Zahnbreite. Ist sie größer, so kommt nicht die ganze Pulsationswelle zur Wirkung, und die Verluste werden dann kleiner.

Zahnpulsationsverluste. Um die Zahnpulsationsverluste zu berechnen, ist es nötig, die Amplitude der Pulsationswelle der Zahninduktion ΔB_z zu kennen.

Wir setzen

$$\Delta B_z = k_p B_z,$$

worin B_z der Mittelwert aus der größten und kleinsten Zahninduktion an einer bestimmten Stelle ist, je nachdem ein Zahn oder eine Nut vor ihm steht.

Der größte Kraftfluß tritt dann durch einen Zahn, wenn die Leitfähigkeit der Kraftlinienwege für ihn am größten ist; den kleinsten Kraftfluß erhalten wir, wenn die Leitfähigkeit am kleinsten ist. Nun hängt die gesamte Leitfähigkeit für den Kraftfluß eines Zahnes

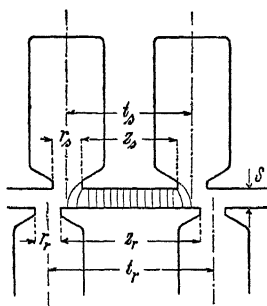


Fig. 125.

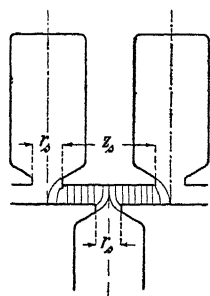


Fig. 126.

in erster Linie von der Leitfähigkeit des vor dem Zahn liegenden Luftraumes ab. In Fig. 125 ist sie z. B. für den Statorzahn am größten, wenn der Rotorzahn vor ihm liegt, und am kleinsten in Fig. 126, wenn die Rotornut vor ihm liegt.

Man berechnet nun die Leitfähigkeiten des vor dem Zahn liegenden Luftraumes λ_{max} und λ_{min} . Dann ist die Amplitude der Änderung

$$\frac{\lambda_{max} - \lambda_{min}}{2}$$

und der mittlere Wert

$$\frac{\lambda_{max} + \lambda_{min}}{2},$$

daher

$$k_p = \frac{\lambda_{max} - \lambda_{min}}{\lambda_{max} + \lambda_{min}}.$$

Um die Leitfähigkeiten λ_{max} und λ_{min} zu ermitteln, hat man die von den Zahnkanten seitlich austretenden Kraftlinien mit in Rechnung zu ziehen. Dies geschieht in ähnlicher Weise wie bei der Berechnung von k_1 , indem man für einen Schlitz, sofern er vor dem Eisen liegt, eine äquivalente Eisenlänge einsetzt, die dem Luftraum proportional ist und gleich $X\delta$ gesetzt werden kann, worin $X = f(r) = f\left(\frac{r}{\delta}\right)$ aus der Kurve (Fig. 31 S. 42) entnommen werden kann.

Für Fig. 125 ergibt sich z. B. für einen Statorzahn

$$\lambda_{max} = (z_s + X_s \delta) \frac{0,4 \pi l}{\delta},$$

aus Fig. 126

$$\lambda_{min} = (z_s + X_s \delta - r_r + X_r \delta) \frac{0,4 \pi l}{\delta},$$

daher ist

$$k_{ps} = \frac{\lambda_{max} - \lambda_{min}}{\lambda_{max} + \lambda_{min}} = \frac{r_r - X_r \delta}{2(z_s + X_s \delta) - r_r + X_r \delta} \quad (156)$$

Das Maximum der Leitfähigkeit tritt nicht immer dann ein, wenn Zahnmitte vor Zahnmitte liegt. Ist der vor dem betrachteten Zahnkopf liegende Zahn schmal, so können in dieser Stellung vor ihm 2 Nuten liegen, während in der Stellung Nutenmitte vor Zahnkopf nur eine Nut vor ihm liegt. Im diesem Falle ist dann die Leitfähigkeit am größten.

Versuche an zahlreichen Nutenformen haben gezeigt, daß die so berechneten Werte von k_p gute Übereinstimmung mit der Messung ergeben, wenn die Zahnsättigung klein ist. Sind die Zähne stark gesättigt, so ist der berechnete Wert von k_p zu groß und zu dividieren durch

$$k_z = 1 + \frac{AW_l}{AW_z} \quad (157)$$

worin die Amperewindungen für Luft und Zähne sich auf die mittleren Induktionen bei den verschiedenen Stellungen beziehen.

Die Periodenzahlen der Pulsationen sind in den Statorzähnen $c_{p1} = \frac{Z_2 n}{60}$ und in den Rotorzähnen $c_{p2} = \frac{Z_1 n}{60}$.

Bezieht sich nun k_{ps} auf die Statorzähne, k_{pr} auf die Rotorzähne und sind B_{zsmin} bzw. B_{zrmin} die Induktionen an der Stelle der größten Zahnstärke,

Δ die Blechstärke in Millimetern,

V_z das Zahnvolumen in Kubikdezimetern,

so sind die Pulsationsverluste in den Statorzähnen

$$W_{ps} = \sigma_{wp} \Delta \left(k_{ps} \frac{B_{zsmin}}{1000} \right)^2 k_5 \left(\frac{c_{p1}}{100} \right)^{1,5} V_{zs} \text{ Watt.} \quad (158a)$$

und in den Rotorzähnen

$$W_{pr} = \sigma_{wp} \Delta \left(k_{pr} \frac{B_{zrmin}}{1000} \right)^2 k_5 \left(\frac{c_{p2}}{100} \right)^{1,5} V_{zr} \text{ Watt.} \quad (158b)$$

worin die Wirbelstromkonstante

$$\sigma_{wp} = 4 \text{ bis } 5$$

zu setzen ist.

Die gesamten zusätzlichen Verluste sind daher

$$W_{ob.s} + W_{ob.r} + W_{ps} + W_{pr}.$$

Sie betragen bei halbgeschlossenen Nuten etwa 50—100 % des Eisenverlustes, den das Drehfeld im Stator erzeugt.

50. Verlust durch nicht isolierte Ankerbolzen.

Wenn die Ankerbolzen, welche die Stator- und Rotorbleche zusammenhalten, nicht vom Eisen isoliert sind, können die in ihnen von dem Hauptfelde induzierten EMKe Ströme hervorrufen, die sich durch die Endplatten schließen. Die nicht isolierten Bolzen wirken also wie ein Käfiganker.

Im Rotor wirken sie daher wie etwa der innere Käfig des Boucherotschen Ankers (Fig. 143, S. 250), und da dieser beim Anlauf fast gar nicht wirkt, beim Lauf aber das Drehmoment vergrößert, wenn sein Widerstand hinreichend klein ist, ist es nicht nötig, die Ankerbolzen zu isolieren und nahe an den inneren Rand zu setzen.

Dagegen müssen die Ankerbolzen im Stator isoliert und möglichst nahe an den äußeren Blechrand gelegt werden.

(Über eine angenäherte Berechnung des Verlustes durch nicht isolierte Ankerbolzen siehe W. T. Bd. IV, S. 126. Er ist im allgemeinen nur klein.)

51. Verluste durch Wirbelströme im Kupfer.

Wirbelströme im Kupfer, verursacht durch das Hauptfeld, entstehen durch die Änderung des Kraftflusses im Nutenraum.

Der Kraftfluß des Nutenraumes verläuft

- a) zwischen der Oberfläche des Stator- bzw. Rotoreisens und den Nutenwänden,
- b) zwischen den Nutenwänden selbst,
- c) zwischen den Nutenwänden und dem Nutengrund.

Die Größe dieser Kraftflüsse ändert sich mit der Stellung der Nuten gegenüber den Zähnen oder Nutenöffnungen, mit der Sättigung der Zähne und ist auch abhängig von der Form der Nut. Eingehende Versuche über den Verlauf der obengenannten Felder und die Verluste im Kupfer hat Dr.-Ing. Ottenstein im elektrotechnischen Institut Karlsruhe an einer Gleichstrommaschine angestellt.¹⁾

Bei halbgeschlossenen Nuten, wie sie bei Asynchronmotoren meist verwendet werden, ist der Kraftfluß a) in Richtung der Nut meist klein. Es bestehen hauptsächlich Kraftflüsse zwischen den Nutenwänden und zwischen diesen und dem Nutengrund, letztere besonders bei hoher Sättigung der Zähne.

Bei halbgeschlossenen Nuten und mäßiger Zahnsättigung besteht deshalb hauptsächlich ein Feld quer zur Nut. Um die Wirbelstromverluste klein zu halten, müssen Kupferstäbe von beträchtlicher Höhe quer zur radialen Richtung der Nut gespalten werden, auch dürfen sie nicht an beiden Enden, d. h. auf beiden Seiten einer Nut verlötet werden.

Sind die Nuten offen, so besteht auch ein Längsfeld, das aber, wie aus den genannten Versuchen hervorgeht, in radialer Tiefe schnell abnimmt. Bei hoher Zahnsättigung wächst es wieder gegen den Nutengrund hin. In diesem Falle sollten daher massive Kupferstäbe ziemlich tief vom oberen Rand der Nut entfernt werden. Hierdurch wird aber die Streuung des Nutenraumes vergrößert. Man unterteilt daher häufig die Leiter auch in der radialen Richtung und setzt sie aus schmalen dünnen Blechen zusammen, die gemeinsam isoliert werden, oder man verwendet Drahtlitzen.

¹⁾ Näheres hierüber siehe Gleichstrommaschine Bd. I, 2. Aufl. und Ottenstein, Das Nutenfeld in Zahnarmaturen usw. Samml. elektr. Vortr. Bd. V.

52. Berechnung der gesamten Eisenverluste.

Um die sogenannten Eisenverluste zu berechnen, die alle vom Hauptkraftfluß herrühren, zu denen wir aber auch die in Abschnitt 51 besprochenen Verluste zählen, obwohl sie zum Teil im Kupfer auftreten, ist man zum großen Teil auf die Erfahrung angewiesen.

Gewöhnlich verfährt man mit einer Annäherung und zerlegt die Verluste in 2 Teile, und zwar

1. in einen Teil, der der Periodenzahl proportional ist und den man als Hysteresisverlust bezeichnet, und

2. in einen Teil, der dem Quadrat der Periodenzahl proportional ist und den man als Wirbelstromverlust bezeichnet.

Hierbei denkt man sich die ganzen Verluste in den Statorkern und die Zähne verlegt, weil im Rotor die Periodenzahl sehr klein ist, und hat dann alle zusätzlichen Verluste in die Statorverluste hineinzunehmen.

Es ergeben sich dann die Hysteresisverluste

$$W_h = \sigma'_h \frac{c}{100} \left[\left(\frac{B_{as}}{1000} \right)^{1,6} V_{as} + k_4 \left(\frac{B_{zsmin}}{1000} \right)^{1,6} V_{zs} \right]$$

und die Wirbelstromverluste

$$W_{ws} = \sigma'_w \left(\frac{c \Delta}{100} \right)^2 \left[\left(\frac{B_{as}}{1000} \right)^2 V_{as} + k_5 \left(\frac{B_{zsmin}}{1000} \right)^2 V_{zs} \right].$$

Weil alle zusätzlichen Verluste darin enthalten sind, können sich die Konstanten σ'_h und σ'_w innerhalb ziemlich weiter Grenzen ändern, und die für eine Maschinentype ermittelten Konstanten werden nicht für andere Typen anwendbar sein.

Vielfach berechnet man nur die Hysteresisverluste und setzt

$$W_h + W_w = 1,5 \text{ bis } 2,5 W_h.$$

Diese Berechnung, die nur zu einer schnellen Orientierung dienen kann, schließt eine große Unsicherheit in sich.

Da die experimentelle Trennung der Verluste (s. Kap. XIV) ergeben hat, daß die Konstanten σ_h und σ_w gar nicht in so starkem Maße veränderlich sind, ist es daher vorzuziehen, die Verluste genauer wie folgt zu ermitteln.

Man berechnet die Hysteresisverluste

$$W_h = \sigma_h \frac{\sigma}{100} \left[\left(\frac{B_{as}}{1000} \right)^{1,6} V_{as} + k_4 \left(\frac{B_{zsmin}}{1000} \right)^{1,6} V_{zs} \right]. \quad (159)$$

worin für gutes Dynamoblech

$$- \quad \sigma_h = 0,8 \text{ bis } 1,2$$

beträgt. Die Wirbelstromverluste durch das Hauptfeld sind

$$W_w = \sigma_w \left(\frac{cA}{100} \right)^2 \left[\left(\frac{B_{as}}{1000} \right)^2 V_{as} + K_3 \left(\frac{B_{zsmin}}{1000} \right)^2 V_{zs} \right] . \quad (160)$$

worin $\sigma_w = 5$ bis 7 zu setzen ist. Ferner erhalten wir die zusätzlichen Verluste $W_{ob} + W_p$ nach Gl. 143, 146a und 146b mit den dort angegebenen Konstanten, während bei richtiger Konstruktion die Wirbelstromverluste im Kupfer und Ankerbolzen meist zu vernachlässigen sind.

Für legiertes Eisenblech ist zu setzen

$$\sigma_h \cong 0,6$$

$$\sigma_w \cong 2,5 \text{ bis } 3,0.$$

Für die Konstanten der zusätzlichen Verluste liegen für diese Blechsorte noch keine Versuche vor.

53. Stromwärmeverluste in der Stator- und Rotorwicklung.

Bezeichnet l_a die halbe Länge einer Windung in Zentimetern, q_a den Querschnitt in Quadratmillimetern, a die Stromzweige einer Phase und w die Anzahl der hintereinandergeschalteten Windungen einer Phase, so ergibt sich der Ohmsche Widerstand einer Phase zu

$$r_g = \frac{2w}{a} \frac{l_a [1 + 0,004 (T_a - 18)]}{5700 q_a} \text{ Ohm} \quad . \quad . \quad (161)$$

wobei für Stator und Rotor die entsprechenden Werte einzuführen sind.

Wir haben aber nicht mit dem Ohmschen, sondern mit dem effektiven Widerstand zu rechnen. Die scheinbare Erhöhung des Widerstandes wird verursacht

1. durch die Streufelder quer durch die Nuten, die in massiven Kupferteilern sowie an den bearbeiteten Nutenwänden Wirbelströme induzieren und außerdem eine ungleiche Verteilung des Stromes über den Leiterquerschnitt zur Folge haben,

2. durch die Streufelder um die Zahnköpfe, die sich durch die gegenüberliegenden Zahnköpfe schließen und hier Wirbelströme induzieren.

Die Felder unter 2. werden besonders infolge der wechselnden Leitfähigkeit bei der Drehung Pulsationen sehr hoher Ordnung annehmen und daher Wirbelstromverluste in den Zähnen und im Kupfer erzeugen.

Diese Verluste können z. B. dadurch gemessen werden, daß man die Maschine im Kurzschluß gegen ihr Drehfeld antreibt. Macht man hierbei die Klemmenspannung am Stator nur so groß, daß der Motor etwa den normalen Strom aufnimmt, so sind das Hauptfeld und daher auch die Bremsleistung, die es ausübt, sowie alle Verluste, die von dem Hauptfeld herrühren, sehr klein. Die dem Motor zugeführte mechanische Leistung dient daher im wesentlichen zur Deckung der Reibungsverluste und der von den Pulsationen der Streufelder herrührenden Verluste.¹⁾

Die mechanisch zugeführte Leistung läßt sich leicht bestimmen, wenn der Antriebsmotor geeicht ist, und die Reibungsverluste können gemessen werden, wenn dem Stator kein Strom zugeführt wird.

In Fig. 127 ist das Resultat einer solchen Messung an einem 6poligen 5 PS-Motor für 50 Perioden dargestellt.

Kurve I stellt die durch die Streufelder verursachten Verluste als Funktion des Stromes dar, während der Motor mit 1000 Umdr./Min. gegen sein Drehfeld angetrieben wurde. Zum Vergleich zeigt die punktierte Kurve II den dem Motor elektrisch zugeführten Verlust, der angenähert gleich $J^2 r_k$ ist.

Wie ersichtlich sind die durch Pulsation der Streufelder verursachten Verluste (Kurve I) bei kleinen Strömen eben so groß wie die Stromwärmeverluste $J^2 r_k$ (Kurve II). Bei normalem Strom (23 Amp.) betragen sie noch ca. 80% davon. Sie können aber unter Umständen noch erheblich größer werden.

Die zusätzlichen Stromwärmeverluste lassen sich nicht mit genügender Genauigkeit berechnen. Da sie nahezu dem Quadrate des Stromes proportional sind, berücksichtigen wir sie durch eine Erhöhung des Ohmschen Widerstandes. Für den effektiven Widerstand der Wicklungen normaler Maschinen darf man setzen

$$r = 1,2 r_g \text{ bis } 2,0 r_g.$$

Man erhält hiermit den gesamten Stromwärmeverlust

$$W_{kg} = 1,2 \text{ bis } 2,0 (m_1 J_1^2 r_{g1} + m_2 J_2^2 r_{g2}) . . \quad (162)$$

¹⁾ Die Summe der so gemessenen Verluste ist aber größer als die bei Vollast auftretenden, weil der Rotor bei dem Versuch die doppelte primäre Periodenzahl hat, wodurch die Wirbelstromverluste im Kupfer und den massiven Teilen des Rotors größer werden als bei Vollast.

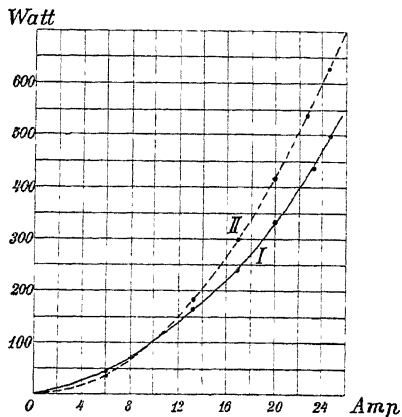


Fig. 127.

54. Mechanische Verluste.

Die mechanischen Verluste setzen sich zusammen aus den Lager-, Luft- und Bürstenreibungsverlusten und den Verlusten durch Vibration der Maschine.

Rechnerisch lassen sich hiervon jedoch nur die Lagerreibungsverluste verfolgen.

a) Lagerreibung. Ist Q der Lagerdruck in Kilogramm, $\nu = \frac{Q}{dl_z}$ der spezifische Lagerdruck in kg/cm^2 , d der Zapfendurchmesser, l_z die Zapfenlänge in Zentimetern, μ der Reibungskoeffizient und $v_z = \frac{\pi d n}{6000}$ die Zapfengeschwindigkeit in m/sec , so ist die Reibungsarbeit in mkg/sec

$$A_R = \mu Q v_z$$

und der Reibungsverlust in Watt

$$W_R = 9,81 A_R = 9,81 \mu p d l_z v_z.$$

Nach den von Tower und Dettmar aus Versuchen abgeleiteten Reibungsgesetzen¹⁾ kann man zwischen 0,5 und 4 m/sec Umfangsgeschwindigkeit für den Reibungskoeffizienten die Beziehung einführen

$$\mu = \frac{k_6}{T_z} \frac{\sqrt{v_z}}{p},$$

worin k_6 eine von der Ölsorte und dem Spielraum des Zapfens abhängige Größe und T_z die Zapfentemperatur ist.

¹⁾ s. E. Arnold, Die Gleichstrommaschine, Bd. I, 2. Aufl., S. 673.

Die drei Reibungsgesetze lauten:

1. Bei konstanter Lagertemperatur und Zapfengeschwindigkeit ist der Reibungskoeffizient μ umgekehrt proportional dem spezifischen Lagerdruck p und somit die Reibungsarbeit unabhängig vom Lagerdruck, sofern er 30 bis 44 kg/cm^2 nicht überschreitet.

2. Bei konstantem spezifischen Druck und konstanter Zapfengeschwindigkeit ist der Reibungskoeffizient umgekehrt proportional der Temperatur.

3. Bei konstanter Lagertemperatur und bei konstantem spezifischen Druck wächst der Reibungskoeffizient mit der Wurzel aus der Zapfengeschwindigkeit und somit die Reibungsarbeit mit der 1,5ten Potenz.

Für hohe Zapfengeschwindigkeiten gilt nach Versuchen von Lasche:

3a. Bei Geschwindigkeiten von mehr als 10 m/sec ist bei konstanter Lagertemperatur und konstantem spezifischen Druck der Reibungskoeffizient unabhängig von der Zapfengeschwindigkeit, die Reibungsarbeit ist ihr somit proportional.

Hiermit wird der Reibungsverlust in Watt

$$W_R = 9,81 \frac{k_6}{T_z} d_z l_z \sqrt{v_z^3} \quad . \quad . \quad . \quad (163a)$$

Beträgt die Zapfengeschwindigkeit mehr als 4 m/sec, so wird der Reibungsverlust kleiner als nach Gl. 163, und für $v_z > 10$ m kann man nach dem abgeänderten dritten Reibungsgesetz für μ die Beziehung einführen

$$\mu = \frac{k_6'}{T_z p},$$

und es geht Gl. 163a über in

$$W_R = 9,81 \frac{k_6'}{T_z} d_z l_z v_z \quad . \quad . \quad . \quad (163b)$$

Die Temperatur T_z des Zapfens hängt bei einer bestimmten Lagertype und Lufttemperatur hauptsächlich von der Zapfengeschwindigkeit v_z ab. Fig. 128 stellt den aus Versuchen von Lasche und Stribeck ermittelten Zusammenhang zwischen der Temperaturerhöhung des Zapfens ($T_z - T_l$) und der Zapfengeschwindigkeit dar. Die eingetragenen Zahlen bedeuten den Flächen- druck. Die Beziehung ist also nahezu linear. Man ersieht hieraus, daß schon bei einer Zapfengeschwindigkeit von 4,5 m/sec die Temperaturerhöhung des Zapfens ca. 50° , seine Temperatur also ca. 70° beträgt, ein Wert, den man kaum überschreiten wird.

Doch zeigt es sich mitunter, daß Zapfen auch mit einer Umfangsgeschwindigkeit von 10 m noch keiner künstlichen Kühlung bedürfen. Als eine praktische Regel kann man annehmen, daß man noch ohne künstliche Kühlung auskommt, wenn

$$p v_z < 18$$

ist.

Zur künstlichen Kühlung verwendet man Wasser, das durch Kanäle in den Lagerschalen oder durch eine in der Ölkammer des Lagers liegende Kühlschlange zugeführt wird. Bei hohen Lager-

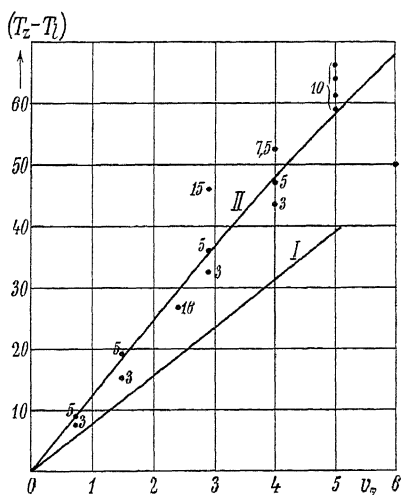


Fig. 128.

pressungen wird das Öl mit 2 bis 3 Atm. Druck dem Zapfen zugeführt, und das zwischen Pumpe und Zapfen zirkulierende Öl wird durch Wasserschlangen gekühlt. Auf diese Art wird es möglich, auch bei hohen Zapfengeschwindigkeiten und hohen Pressungen das Lager auf einer zulässigen Temperatur zu halten.

Bei Kugellagern ist der Reibungskoeffizient nach den Versuchen von Stribeck nahezu konstant. Bei Belastungsänderungen von $58 d_k^2$ bis $110 d_k^2$ kg für eine Kugel, worin d_k der Durchmesser der Kugeln in Zentimetern ist, schwankte der Reibungskoeffizient nur zwischen 0,00165 und 0,0013. Es ist also bei Kugellagern die Reibungsarbeit dem Lagerdruck und der Geschwindigkeit nahezu proportional und viel kleiner als bei Gleitlagern.

Nach Angaben der Gesellschaft für elektrische Industrie betragen die Reibungsverluste von Drehstrommotoren mit Kugellagern nur etwa $\frac{1}{10}$ von denen bei Gleitlagern.

Bei kleinen Motoren kann daher durch Anwendung von Kugellagern die Lagerreibung wesentlich vermindert werden.

b) Verluste durch Luftreibung. Die Verluste durch Luftreibung lassen sich nicht berechnen. Sie hängen hauptsächlich von der Anordnung der Wicklung, der Zahl und Größe der Ventilationskanäle und der Anordnung des Rotorsternes ab.

Bei Umfangsgeschwindigkeiten bis zu ca. 20 m/sec ist der Verlust durch Luftreibung nur ein kleiner Teil, etwa 10 bis 20% der Lagerreibung, bei hohen Umfangsgeschwindigkeiten, ferner bei stark ventilierten Maschinen kann er jedoch bedeutend größer werden und die Lagerreibung um ein Vielfaches übersteigen.

Für die Gesamtreibung können folgende Werte einen Anhalt für die Größenordnung geben:

1—3% der Leistung bei 400 KW bis 60 KW	} schnelllaufende Maschinen
360—1500 Umdr./Min.	
0,8—2% der Leistung bei 500 KW bis 50 KW	} langsamlaufende Maschinen.

c) Verluste durch Bürstenreibung.

Bezeichnet:

g den Auflagedruck pro Quadratcentimeter in Kilogramm,

ϱ den Reibungskoeffizienten,

v_s die Umfangsgeschwindigkeit des Schleifringes,

F_b die Auflagerfläche aller Bürsten,

W_r den Wattverbrauch durch Bürstenreibung,

so ist

$$W_r = 9,81 v_s F_b g \varrho \text{ Watt} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (164)$$

Für Kupferbürsten ist

$$g = 0,10 \text{ bis } 0,13 \text{ kg}$$

und

$$\varrho = 0,25 \text{ bis } 0,3.$$

Für Kohlenbürsten ist

$$g = 0,12 \text{ bis } 0,15 \text{ kg}$$

und

$$\varrho = 0,2 \text{ bis } 0,3.$$

55. Der Wirkungsgrad eines Asynchronmotors und der Einfluß der einzelnen Verluste auf ihn.

Als Wirkungsgrad hatten wir das Verhältnis

$$\eta = \frac{\text{abgegebene Leistung}}{\text{zugeführte Leistung}}$$

bezeichnet.

Die zugeführte Leistung W_1 ist gleich der abgegebenen Leistung W_2 vermehrt um die Verluste ΣV . Es ist daher

$$\eta = \frac{W_2}{W_1} = \frac{W_2}{W_2 + \Sigma V} = \frac{W_1 - \Sigma V}{W_1}.$$

Da der Asynchronmotor mit nur sehr geringem Tourenabfall und geringer Veränderung des Kraftflusses arbeitet, können wir die Verluste folgendermaßen zusammenstellen:

1. Hysteresisverluste: W_h . Sie sind bei Leerlauf im Stator am größten und nehmen hier bei Belastung mit dem Kraftfluß etwas ab, nehmen dagegen im Rotor mit der Schlüpfung ein wenig zu. Sie sind in Summa daher nicht viel veränderlich.

2. Die Wirbelstromverluste: W_w . Von ihnen gilt nahezu das gleiche wie von den Hysteresisverlusten.

3. Stromwärmeverluste. Sie setzen sich zusammen aus den Stator- und Rotorstromwärmeverlusten. Sie sind bei Leerlauf sehr klein und nehmen angenähert mit dem Quadrate der Nutzleistung zu.

4. Die mechanischen Verluste, Lager-, Luft-, Bürstenreibung usw.: W_e sind mit der Belastung nur wenig veränderlich.

Trägt man die Einzelverluste als Funktion der Belastung auf, bildet für die zugehörige Belastung die Summe und berechnet den Wirkungsgrad, so erhalten wir Fig. 129. Der Wirkungsgrad besitzt ein Maximum, das, wie bereits auf S. 78 gezeigt ist, dort liegt, wo der mit dem Quadrat des Stromes proportionale Verlust gleich den konstanten Verlusten ist.

Die Wirkungsgradkurve verläuft um so flacher, d. h. der Wirkungsgrad ist auch bei kleinen Belastungen um so höher, je geringer der Leerlaufverlust ist.

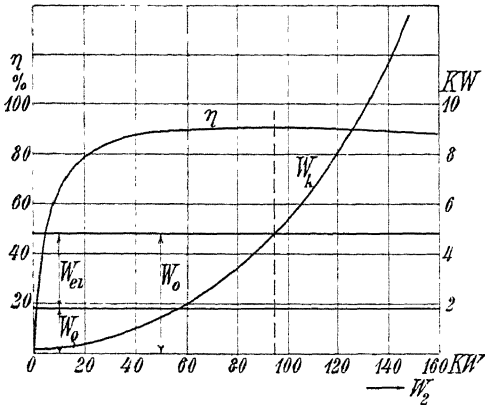


Fig. 129.

Bei Motoren mit stark wechselnder Belastung sollen daher die Verluste so verteilt werden, daß die Leerlaufverluste gering sind, damit der Wirkungsgrad auch bei kleinen Belastungen hoch ist, d. h. die Eisenverluste und die Induktionen sollen klein sein. Motoren, die dagegen mit ziemlich gleichbleibendervoller Belastung arbeiten, können einen

größeren Kraftfluß und größere Eisenverluste haben, wogegen die Stromwärmeverluste klein zu halten sind.

Elftes Kapitel.

Die Erwärmung eines Induktionsmotors.

56. Allgemeines über die Erwärmung. — 57. Erwärmung des Stators. —
58. Erwärmung des Rotors. — 59. Erwärmung von gekapselten Motoren. —
60. Erwärmung von Motoren für aussetzenden Betrieb.

56. Allgemeines über die Erwärmung.

Die Belastungsgrenze eines Asynchronmotors ist bei Dauerbetrieb in den seltensten Fällen durch seine maximale Leistung, sondern meist durch die Erwärmung gegeben, die für die Maschine bei der betreffenden Belastung noch zulässig ist. Mit Rücksicht auf die Isolation der Wicklungen darf die Temperatur bestimmte Werte nicht überschreiten. Baumwolle fängt z. B. bei über 100° C an zu verkohlen.

Es ist deshalb von großer Wichtigkeit, die Temperatur bzw. die Temperaturerhöhung über die Temperatur der Umgebung der einzelnen Teile eines Asynchronmotors zu ermitteln. Im allgemeinen herrscht hier noch Unsicherheit, — ganz zuverlässige Formeln und Rechnungen gibt es nicht, weil die Temperaturerhöhung sehr von der Bauart und der Art der Lüftung der Maschine, der Anordnung der Wicklung, der Beschaffenheit der Oberfläche und anderen Verhältnissen abhängt, deren Wirkung sich nicht ziffernmäßig berechnen läßt.

57. Erwärmung des Stators.

Für die Temperaturerhöhung eines homogenen Körpers im Beharrungszustande, bei dem die ganze erzeugte Wärme nach außen abgegeben wird, kann man setzen

$$T = \text{Konst.} \cdot \frac{\text{Erzeugte Wärmemenge}}{\text{Abkühlungsfläche}}.$$

Die in dieser Gleichung vorkommende Konstante ist jedoch nur so lange konstant, wie die Abkühlungsverhältnisse konstant bleiben, d. h. die spezifische Wärmeabführung für 1°C und 1 cm^2 Kühlfläche durch Strahlung, Konvektion und Leitung sich nicht ändert. Sie gilt also nur für den einen Körper, für den sie bestimmt ist, und auch bei ihm nur unter den eben gemachten Voraussetzungen. Wenn wir also zunächst noch davon absehen, daß die Asynchronmotoren durchaus keine homogenen Körper darstellen, so können wir doch nur hoffen, daß die Anwendung der oben

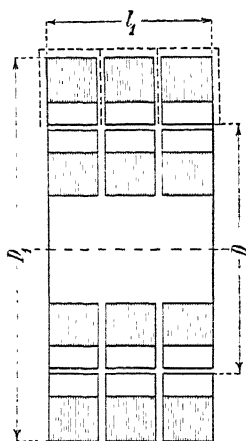


Fig. 130.

gegebenen Erwärmungsformel nur für ein und denselben Maschinentyp ungefähr richtige Resultate geben kann. Die Formel soll also nur einen Anhaltspunkt für die Erwärmung normal gebauter Motoren gewähren und bekommt nur dadurch Wert, daß für eine große Zahl von Maschinen die Verluste, Erwärmung und Oberflächen gemessen und daraus die Grenzen, innerhalb derer die Konstante schwankt, bestimmt wurden.

Erwärmung des Statoreisens. Als Abkühlungsflächen nehmen wir nur die äußeren Oberflächen des Statoreisens an, vermehrt um so viel Ringflächen wie Luftschlitze vorhanden sind (s. Fig. 130), also

$$A_s = \pi D_1 l_1 + \frac{\pi}{4} [D_1^2 - D^2] (2 + \text{Zahl der Luftschlitze}).$$

Als nach außen abzugebende Verluste rechnen wir hier die Verluste durch Hysteresis und Wirbelströme und die Stromwärmeverluste, die in den im Eisen eingebetteten Leiterstücken auftreten. Diese letzten sind

$$W_{kz} = \frac{l_1}{l_a} m_1 J_1^2 r_1.$$

Die gesamten Verluste sind also

$$W_h + W_w + W_{kz},$$

und damit wird die Temperaturerhöhung des Statoreisens

$$T_s = C_s \frac{W_h + W_w + W_{kz}}{A} \quad . \quad . \quad . \quad (165)$$

Wir bezeichnen

$$\overline{W_{st}} + \overline{W_{kz}} = a_s$$

als spezifische Kühlfläche des Statorkerns.

Der Koeffizient C_s hat für Maschinen offener Bauart die Größe

$$C_s = 200 \text{ bis } 300,$$

wobei der untere Wert mehr für schmale, der obere für breite Maschinen gilt. Doch weicht C_s nicht selten beträchtlich von den angegebenen Werten ab.¹⁾

Die Faustformel für T_s ist hier gegeben worden, weil die rechnerische Verfolgung der sehr komplizierten Wärmebewegung im Stator und der äußeren Abkühlung für eine beliebige Maschine fast unmöglich erscheint. Den innerhalb des Stators erzeugten Wärmemengen stehen nach außen die Wege durch das Eisen an die Oberfläche und durch das Kupfer an die Spulenköpfe offen. Dabei findet zwischen Kupfer und Eisen ein Wärmeaustausch statt. Da die Leitfähigkeit der Eisenpakete nach Versuchen von Ott²⁾ radial 100 mal größer ist als axial, ist 1 cm² Oberfläche des Mantels für einen gleich langen Weg der Wärme auch 100 mal mehr wirksam für die Abkühlung als das gleich große Stück auf der Ringfläche. Doch ändert sich das Verhältnis der beiden Wärmeleitfähigkeiten etwas mit der Größe der Induktion. Die Unterteilung des Stator Eisens in Pakete wird daher erst dann große Wirksamkeit bekommen, wenn die Paketdicke sehr gering, vielleicht 2 bis 4 cm ist. Dagegen führt eine axiale Kühlung, die durch axiale Kanäle im Eisen erhöht werden kann (s. Fig. 202), sehr günstige Verhältnisse herbei.

Die Wärmeabgabe der verschiedenen Kühlflächen kann für jede Maschinentype einzeln nur durch sorgfältige Untersuchungen ermittelt werden; insbesondere ist die Geschwindigkeit und die Menge der Kühlluft und ihre Führung durch die Maschine von Wichtigkeit. Die einzelnen Abkühlungsflächen sind um so wirksamer, je größer sie sind, je schneller die Luftbewegung längs der Fläche ist, und je ungehinderter die Wärmestrahlung ist. Die Ventilationswirkung der Maschine, also die Luftgeschwindigkeit an jeder Stelle, läßt sich jedoch rechnerisch nicht oder höchstens annähernd verfolgen. Aber auch das Gesetz, das die Wärmeabgabe als Funktion der Ventilationsgeschwindigkeit angibt, ist trotz sorgfältiger Experimental-

¹⁾ Siehe Tabelle im Anhang des Buches.

²⁾ Mitteil. über Forschungsarbeiten aus dem Gebiete des Ingenieurwesens, Heft 35 u. 36.

untersuchungen und theoretischer Überlegungen noch nicht endgültig gefunden worden.¹⁾ Aus all diesen Gründen muß zurzeit auf eine sichere Vorausbestimmung der Eisentemperatur verzichtet werden.

Die günstige Wirkung der axialen Ventilation ist schon früher besprochen worden. Eine gute konstruktive Lösung dieses Prinzips zeigen die Fig. 220 und 226, die Motoren der A.-G. Brown, Boveri & Co. darstellen. Die am Rotorstern befestigten Ventilatorflügel saugen die Luft an und pressen sie durch die Luftschlitze und den zwischen dem Statorstern und dem Gehäuse befindlichen Raum, und sie tritt erwärmt auf der anderen Seite des Gehäuses aus. Der Rotorstern ist auf der den Ventilatorflügeln entgegengesetzten Seite geschlossen, denn sonst würde die angewärmte Luft auf dieser Seite wieder angesaugt werden können und den Motor wieder erwärmen.

Sind die Motoren durch Luft oder Wasser künstlich gekühlt, so ist in derselben Art, wie es später für gekapselte Maschinen angegeben ist, die Menge der erforderlichen Kühlluft oder des erforderlichen Kühlwassers zu berechnen.

Erwärmung des Statorkupfers. Von großer Wichtigkeit ist die Kenntnis der Kupfertemperatur, vor allem der maximalen Temperatur. Es ist, besonders bei langen Maschinen, die Gefahr vorhanden, daß die Isolation im Innern der Maschine verkohlt und zunächst ihre mechanische Festigkeit verliert. Bei starken Stromstößen oder Kurzschluß treten zwischen den Ankerleitern ziemlich bedeutende mechanische Kräfte auf, die dann die Isolation vollständig zerstören. Auch die Längenausdehnung der Ankerleiter infolge Erwärmung kann das verkohlte Isoliermaterial zerreißen. Es soll daher im folgenden gezeigt werden, wie sich die Temperaturverhältnisse der Wicklung ermitteln lassen.

Wäre die Nutenisolation so dick, daß kein Wärmeaustausch zwischen Eisen und Kupfer stattfinden könnte, so müßte die im Kupfer entwickelte Wärme durch Leitung des Kupfers an die Spulenköpfe gebracht und hier an die Luft abgegeben werden. Es muß dann im Kupfer von der Mitte des Statorseisens bis zur Mitte des Spulenkopfes die Temperatur beständig und so stark fallen, daß die Temperaturunterschiede genügen, um den Wärmestrom durch das Kupfer zu den Kühlflächen zu leiten. In Wirklichkeit findet aber durch die Nutenisolation hindurch zwischen Kupfer und Eisen ein Wärmeaustausch statt, dessen Richtung und

¹⁾ Siehe Ott, Mitteil. über Forschungsarbeiten aus dem Gebiete des Ingenieurwesens, Heft 35 u. 36. Goldschmidt, ETZ 1908.

Stärke von der örtlichen Temperaturdifferenz abhängt. Dabei ist es auch möglich, daß im Spulenkopfe höhere Temperaturen als innerhalb der Maschine auftreten, so daß der Wärmestrom im Kupfer von außen nach innen gerichtet ist.

Wir nehmen bei der folgenden Untersuchung an, daß die Eisentemperatur in den die Nuten umgebenden Teilen längs der ganzen Maschine konstant und daß sie entweder durch Rechnung zuverlässig ermittelt oder durch Messung bekannt sei. Man kann sie als annähernd konstant ansehen, weil ein großes Wärmegefälle im Eisen von der Maschinenmitte aus nach den Stirnflächen hin wegen der Luftschlitze nicht möglich ist. Aber auch innerhalb eines Eisenpaketes verläuft der Wärmestrom vornehmlich in radialer Richtung, weil die Leitfähigkeit längs der Bleche ungefähr 100 mal größer ist als quer zu den Blechen. Ferner kann man die auftretenden Verluste für 1 cm der Maschinenlänge als ungefähr konstant betrachten, falls nicht die vom Kupfer etwa in das Eisen übertretenden Wärmemengen oder besonders große Zahnverluste in dem mittleren Teile der Maschine eine etwas andere Verteilung bedingen.

Die Wirkung der Luftschlitze auf die Temperaturverteilung im Kupfer können wir vernachlässigen. Denn die Weite eines Luftschlitzes ist im allgemeinen nicht groß gegenüber der Dicke des Blechpaketes, und ferner geht die Isolation der Nut auch durch die Luftschlitze hindurch. Nur wenn besonders viele und weite Luftschlitze vorhanden sind, in denen eine große Luftgeschwindigkeit herrscht, ist ihr Einfluß mit zu berücksichtigen, in den allermeisten Fällen ist er unwesentlich. Wir nehmen daher an, daß die Temperatur des eingebetteten Kupfers nach dem Innern der Maschine zu nach einer stetigen Kurve ansteigt.

Ist das Eisen kühler als das Kupfer, was bei gut ventilierten Maschinen mit vielen Luftschlitzen zutrifft, so wird die Wirkung der Luftschlitze auf die Kühlung des Kupfers rechnungsmäßig auch dadurch annähernd berücksichtigt, daß wir die Eisenlänge gleich l_1 setzen.

In Fig. 131 ist ein Längsschnitt durch einen Stator gezeichnet. l_r ist die Länge des Isolierrohrs, l_1 die Eisenlänge einschließlich der Luftschlitze. Wir betrachten ein Element im Kupfer von der Länge dx . Es sei

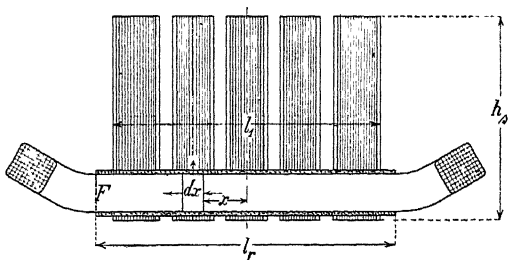


Fig. 131.

λ_{Cu} die Wärmeleitfähigkeit des Kupfers,

q_n der Kupferquerschnitt einer Nut,

U_n der Umfang der Nut,

δ_i die gesamte Isolationsdicke zwischen Kupfer und Eisen,

λ_i die mittlere Leitfähigkeit dieser Isolationssschicht.

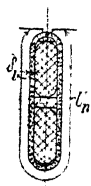


Fig. 132.

Fig. 132 zeigt, wie U_n und δ_i zu messen sind. Bei Drahtwicklung, wo die Wärmebewegung von den inneren Drähten nach außen erschwert ist, ist δ_i entsprechend zu erhöhen.

Legen wir den Koordinatenanfangspunkt in die Mitte der Eisenlänge l_1 , so wachsen die Abszissen x in Richtung des Temperaturgefälles. Der in das Element des Kupfers von der Länge dx in der Zeit dt eintretende Wärmefluß ist

$$-\lambda_{Cu} q_n \frac{dT_u^I}{dx} dt.$$

Durch die linke Endfläche tritt aus

$$-\lambda_{Cu} q_n \left(\frac{dT_u^I}{dx} + \frac{d^2 T_u^I}{dx^2} dx \right) dt$$

und durch die Seitenfläche

$$\frac{U_n dx \cdot T_u^I \cdot \lambda_i dt}{\delta_i},$$

wenn T_u^I die Übertemperatur des Kupfers an der betreffenden Stelle über die konstante Eisentemperatur ist.

Die Isolationssschicht von der Dicke δ_i setzt sich aus den Schichten der verwendeten Isolationsmaterialien und den dazwischen liegenden kleinen Luftschichten zusammen. Der Koeffizient der äußeren Leitfähigkeit, der bei jedem Übergang in ein anderes Medium in Rechnung zu ziehen ist, soll in λ_i enthalten sein. Der Koeffizient beim Übergang von Isolation zu Eisen ist vernachlässigt worden, in der Annahme, daß das Eisen die an die Oberfläche der Isolationssschicht gelangenden Wärmemengen sofort abführt.

In dem Element wird ferner durch den Strom die Wärme

$$\frac{J^2 k_r \varrho [1 + 0,004 (T_u^I + T_{\text{eisen}} - 18)]}{q_n} dx dt$$

erzeugt.

k_r ist der Koeffizient, der die Erhöhung des Kupferwiderstandes infolge ungleicher Verteilung des Stromes über den Querschnitt und der Wirbelströme in dem massiven Leiter berücksichtigt. Man kann setzen:

für dünnadrätige Wicklungen $k_r = 1,15 - 1,25$
 für Stabwicklungen von großem Querschnitt $k_r =$ bis $1,35$.

T_{eisen} ist die wirkliche Eisentemperatur.

Da die abgeführte Wärmemenge gleich der zugeführten sein muß, erhalten wir die Gleichung:

$$\begin{aligned} & -\lambda_{Cu} q_n \frac{dT_u^I}{dx} dt + \left[\frac{J^2 k_r \varrho 0,004 T_u^I}{q_n} + \frac{J^2 k_r \varrho [1 + 0,004 (T_{\text{eisen}} - 18)]}{q_n} \right] dx dt \\ & = -\lambda_{Cu} q_n \left(\frac{dT_u^I}{dx} + \frac{d^2 T_u^I}{dx^2} \right) dt + \frac{U_n dx T_u^I \lambda_i}{\delta_i} dt, \text{ woraus folgt} \\ & \lambda_{Cu} q_n \frac{d^2 T_u^I}{dx^2} - \frac{U_n T_u^I \lambda_i}{\delta_i} + \frac{J^2 k_r \varrho 0,004 T_u^I}{q_n} \\ & \quad = - \frac{J^2 k_r \varrho [1 + 0,004 (T_{\text{eisen}} - 18)]}{q_n}, \text{ oder} \\ & \frac{d^2 T_u^I}{dx^2} - \left(\frac{U_n \lambda_i}{\delta_i \lambda_{Cu} q_n} - \frac{0,004 k_r \varrho s^2}{\lambda_{Cu}} \right) T_u^I = - \frac{s^2 k_r \varrho [1 + 0,004 (T_{\text{eisen}} - 18)]}{\lambda_{Cu}}. \end{aligned}$$

Wir schreiben

$$\frac{d^2 T_u^I}{dx^2} - a^2 T_u^I = -b \quad . \quad . \quad . \quad (166)$$

worin

$$\begin{aligned} a^2 &= \frac{U_n \lambda_i}{\delta_i \lambda_{Cu} q_n} - \frac{0,004 k_r \varrho s^2}{\lambda_{Cu}}, \\ b &= \frac{s^2 k_r \varrho [1 + 0,004 (T_{\text{eisen}} - 18)]}{\lambda_{Cu}} \end{aligned}$$

ist.

Die Lösung dieser Differentialgleichung lautet:

$$T_u^I = A \cdot e^{ax} + B \cdot e^{-ax} + \frac{b}{a^2}.$$

Diese Gleichung gilt für die Querschnitte von der Mitte der Maschine an bis zum Querschnitt F , in dem die Temperatur T_f °C über Null angenommen werde.

Zur Bestimmung der Konstanten A und B haben wir die Beziehungen

1. für $x=0$ ist $\frac{dT}{dx}=0$ und
2. für $x=\frac{l_r}{2}$ ist $T_u^I \left(x=\frac{l_r}{2} \right) = T_f - T_{\text{eisen}}$.
1. $aA - aB = 0$ gibt $A = B$.

Wir können also unsere Gleichung schreiben

$$T_u^I = A (e^{ax} + e^{-ax}) + \frac{b}{a^2} = 2A \operatorname{Cof} ax + \frac{b}{a^2} \quad (167)$$

$$2. \quad T_f = 2A \operatorname{Cof} \frac{al_r}{2} + \frac{b}{a^2} + T_{\text{eisen}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (168)$$

Für den Spulenkopf haben wir mit der Wärmeabgabe an die Luft durch seine Isolationsschicht δ_a zu rechnen, die dünner ist als δ_i . Die Wärmeleitfähigkeit dieser Schicht sei gleich λ_a . Es muß die ganze zu dem Spulenkopf gelangende und die in ihm erzeugte Wärme von ihm abgegeben werden. Die Temperatur in den einzelnen Querschnitten wird dabei von F an bis zur Mitte des Spulenkopfes sinken. Die Temperaturabgabe vollzieht sich zunächst durch die Isolation selbst durch Leitung bis an die Oberfläche und von da ab nach außen durch Strahlung, Konvektion und Leitung. Der Koeffizient dieser letzteren äußeren Wärmeabgabe, der für ruhende Luft mit H bezeichnet werde, wächst mit der Luftgeschwindigkeit. Nach Versuchen von Ott²⁾ wird er bei der Luftgeschwindigkeit v_1 vergrößert auf $H(1 + 0,107 v_1)$. Wenn man annimmt, daß die Luftgeschwindigkeit an den Spulenköpfen im Mittel $p\%$ der Umfangsgeschwindigkeit v des Rotors beträgt, kann man ungefähr setzen

$$H \left(1 + \frac{p}{100} \cdot 0,1 v \right).$$

Die Widerstände der Isolationsschicht und des Übergangs von Isolation in Luft sind hintereinander geschaltet. Wir bekommen also für die Wärmemenge, die auf der Spulenlänge von 1 cm abgegeben wird,

$$W = \frac{T_u^II \cdot U_k}{\frac{\delta_a}{\lambda_a} + \frac{1}{H \left(1 + \frac{p}{100} 0,1 v \right)}}.$$

U_k ist der Umfang eines Spulenkopfes in Zentimetern und T_u^II die Übertemperatur des Kupfers an der betreffenden Stelle über

¹⁾ Für die hyperbolischen Funktionen Sin und Cof befindet sich eine Tabelle in der Hütte. Sonst kann man berechnen: Man schlage zu $\frac{x}{2,3}$ als Briggsschen Logarithmus den Numerus N auf. Dann ist

$$\operatorname{Sin} x = \frac{1}{2} \left(N - \frac{1}{N} \right), \quad \operatorname{Cof} x = \frac{1}{2} \left(N + \frac{1}{N} \right).$$

²⁾ Mitteil. über Forschungsarbeiten aus dem Gebiete des Ingenieurwesens, Heft 35, 36.

Luft. Bei U_k ist wie vorher bei U_n nicht berücksichtigt, daß der Umfang der Isolationsschicht nach außen hin ein wenig zunimmt, was den Leitungswiderstand etwas verkleinert. Sind die Drähte oder Stäbe einer Nut so aus der Maschine geführt, daß der Spulenkopf, den sie bilden, von allen Seiten der Luft zugänglich ist, so wird U_k nur etwas kleiner als U_n . Bilden aber die Spulenköpfe mehrerer Nuten zusammen ein kompaktes Ganze, so ist der Gesamtumfang durch die betreffende Nutenzahl zu teilen, um U_k zu ermitteln.

Wir können jetzt für ein Element des Spulenkopfes eine der früheren analoge Differentialgleichung aufstellen. Wir nehmen hierbei den Koordinatenanfangspunkt in der Mitte des Spulenkopfes, also an der Stelle der tiefsten Temperatur an und lassen die Abzissen von da an nach A zu positiv wachsen.

Die Gleichung lautet:

$$\frac{d^2 T_u^{II}}{dx^2} = \left(\frac{U_k \cdot \frac{1}{\lambda_{Cu} q_n}}{\frac{\delta_a}{\lambda_a} + \frac{1}{H \left(1 + \frac{p}{100} 0,1 v \right)}} - \frac{0,004 k_r \varrho s^2}{\lambda_{Cu}} \right) T_u^{II} \\ = - \frac{s^2 k_r \varrho}{\lambda_{Cu}} [1 + 0,004 (T_{Luft} - 18)] \quad (169)$$

Wir setzen

$$c^2 = \frac{U_k \cdot \frac{1}{\lambda_{Cu} q_n}}{\frac{\delta_a}{\lambda_a} + \frac{1}{H \left(1 + \frac{p}{100} 0,1 v \right)}} - \frac{0,004 k_r \varrho s^2}{\lambda_{Cu}} \\ d = \frac{s^2 k_r \varrho}{\lambda_{Cu}} [1 + 0,004 (T_{Luft} - 18)]$$

und bekommen

$$T_u^{II} = 2 C \mathfrak{C} \mathfrak{O} \left[c x + \frac{d}{c^2} \right] \quad . \quad . \quad . \quad (170)$$

Für den Querschnitt F des Kupfers ist

$$T_f = 2 C \mathfrak{C} \mathfrak{O} \left[\frac{c l_k}{2} + \frac{d}{c^2} + T_{Luft} \right] \quad . \quad . \quad . \quad (171)$$

worin l_k die Länge des Spulenkopfes außerhalb des Isolierrohres bedeutet.

Zur Bestimmung der Konstanten A und C haben wir erstens die Bedingung, daß die aus Gl. 168 und 171 erhaltene Temperatur

T_f im Querschnitt F dieselbe ist, und zweitens, daß aus beiden Rechnungen sich für ihn dieselbe Wärmemenge ergeben muß.

Die Wärmemenge, die an einer beliebigen Stelle durch den Querschnitt des Kupfers q_n geht, ist

$$W_x = \lambda_{Cu} q_n \frac{dT}{dx},$$

also z. B.

$$W_J^I = 2 A a \lambda_{Cu} q_n \sin ax.$$

$$W_x^{II} = -2 C c \lambda_{Cu} q_n \sin cx.$$

Wir haben also für den Querschnitt F die beiden Bestimmungsgleichungen

$$a A \sin \frac{a l_r}{2} = -c C \sin \frac{c l_k}{2} \quad . \quad . \quad . \quad (172)$$

und

$$2 A \cos \frac{a l_r}{2} + \frac{b}{a^2} + T_{\text{über Eisen Luft}} = 2 C \cos \frac{c l_k}{2} + \frac{d}{c^2} \quad . \quad (173)$$

Ist also T_{eisen} bekannt, so ist die gesamte Temperaturverteilung im Kupfer bekannt.

Die zwischen Eisen und Kupfer in einer Sekunde ausgetauschte Wärmemenge ist für eine Nut

$$W_u' = 2 \int_0^{\frac{l_r}{2}} \frac{U_n \cdot T_u^I \lambda_i}{\delta_i} dx,$$

für Z_1 Nuten ist die gesamte ausgetauschte Wärmemenge

$$W_u = 2 Z_1 \frac{U_n \lambda_i}{\delta_i} \int_0^{\frac{l_r}{2}} \left(2 A \cos ax + \frac{b}{a^2} \right) dx$$

$$W_u = 2 Z_1 \frac{U_n \lambda_i}{\delta_i} \left(\frac{2 A}{a} \sin \frac{a l_r}{2} + \frac{b}{a^2} \cdot \frac{l_r}{2} \right) \quad . \quad . \quad (174)$$

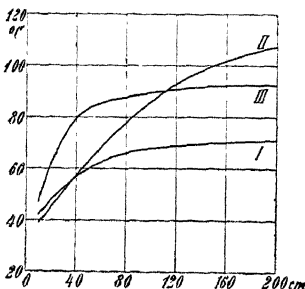


Fig. 133.

Die Formeln lehren, daß die Spulenköpfe einen nicht unbedeutenden Einfluß auf die Abkühlungsverhältnisse des Kupfers besitzen. Ferner zeigen sie die Bedeutung der Maschinenlänge, der Stromdichte und der Isolationsdicke für die Temperaturerhöhung. In Fig. 133 ist die maximale Temperatur des Kupfers, die in der Mitte der Maschine auftritt, für Maschinen mit

gleicher Eisentemperatur und gleich langen Spulenköpfen, aber verschiedener Eisenlänge als Funktion der Maschinenlänge aufgetragen. Kurve I gilt für $s=2,4$ Amp/mm² und $\delta_i=0,35$ cm, Kurve II für $s=2,4$ und $\delta_i=1$ cm, Kurve III für $s=3,5$ Amp/mm² und $\delta_i=0,35$ cm.

Fig. 134 stellt die maximale Temperatur als Funktion der Isolationsdicke dar, und zwar für drei verschiedene Eisenübertemperaturen. Für Kurve II ist die Temperatur, die das Kupfer bei unendlich dicker Isolation, also ohne Wärmeabgabe an das Eisen annehmen würde, ca. 80°, also nur 10° höher als die Eisentemperatur (50° + 20°). Daher ist der Wärmeaustausch klein und die Isolationsdicke hat geringen Einfluß. Bei Kurve I geht Wärme von Kupfer zum Eisen, bei Kurve III vom Eisen zum Kupfer, um an den Spulenköpfen abgegeben zu werden.

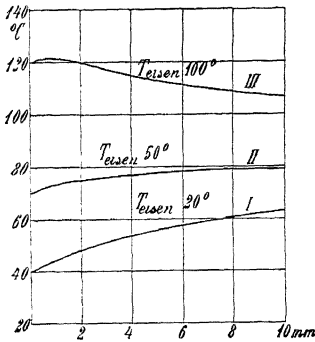


Fig. 134.

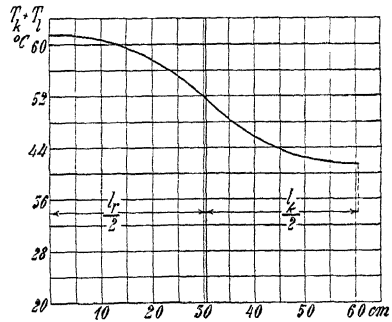


Fig. 135.

Fig. 135 stellt für einen bestimmten Fall die Temperaturabnahme von der Mitte der Maschine bis zur Mitte des Spulenkopfes dar.

Bei der Berechnung ist einzusetzen:

U_n in cm	l_k in cm
q_n in mm ²	U_k in cm
δ_i in cm	δ_a in cm
l_r in cm	s_a Amp/mm ² .

Dann sind die Konstanten im Mittel;

λ_{Cu}	$300 \cdot 10^{-4}$	Watt/cm/mm ² ,
λ_i	$7 \cdot 10^{-4}$	Watt/cm/cm ² ,
λ_a	$12 \cdot 10^{-4}$	Watt/cm/cm ² ,
H	$12 \cdot 10^{-4}$	Watt/cm ² ,
ϱ	$\frac{1}{5700}$	

Mit diesen Zahlenwerten berechnen sich die Konstanten:

$$a^2 = 234 \left(\frac{U_n}{\delta_i q_n} - \frac{k, s^2}{1000} \right) 10^{-4} \quad . \quad . \quad . \quad (175)$$

$$b = k_r \frac{0,94 + \frac{0,004 T_{Eisen}}{170}}{s^2} \quad . \quad . \quad . \quad (176)$$

$$c^2 = \frac{l_k}{25 \left(\delta_a + \frac{1}{1 + 0,05 v} \right) q_n} - 0,234 \cdot 10^{-4} k_r s^2 \quad (177)$$

$$d = k_r \frac{0,94 + \frac{0,004 T_{Luft}}{170}}{s^2} \quad . \quad . \quad . \quad (178)$$

wobei $p = 50$ angenommen ist.

Die mittlere Übertemperatur des Kupfers, wie man sie aus der Widerstandserhöhung berechnen kann, ist

$$T_k = \frac{\frac{2}{l_r} \int_0^{l_i} T_a^I dx + T_{\text{über Eisen Luft}} + \frac{2}{l_s} \int_0^2 T_a^{II} dx}{2}$$

$$T_k = \frac{1}{l_r} \left(\frac{2A}{a} \sin \frac{a l_r}{2} + \frac{b}{a^2} \frac{l_r}{2} \right) + \frac{1}{l_s} \left(\frac{2C}{c} \sin \frac{c l_k}{2} + \frac{d}{c^2} \frac{l_k}{2} \right) + \frac{T_{\text{über Eisen Luft}}}{2} \quad . \quad . \quad . \quad (179)$$

Die Spulenköpfe geben an die Luft ab:

$$W = 2 Z_1 \lambda_{Cu} q_n c^2 \left(\frac{2C}{c} \sin \frac{c l_k}{2} + \frac{d}{c^2} \frac{l_k}{2} \right).$$

Die maximale Temperaturerhöhung des Kupfers über das Eisen in der Mitte des Stators erhalten wir aus Gl. 167 für $x = 0$.

$$T_{kmax} = 2A + \frac{b}{a^2} \quad . \quad . \quad . \quad (180)$$

worin A immer negativ ist.

Beispiel: An einem Beispiele soll der ganze Rechnungsvorgang gezeigt werden.

Bei einem Motor von 625 PS, 1000 Touren und 2100 Volt war:

U_n	13 cm	δ_a	0,1 cm
q_n	390 mm ²	s	2,42 Amp/mm ²
δ_i	0,35 cm	Z	72
l_r	61 cm	U_k	11
l_k	60 cm	$T_{\text{über Eisen Luft}}^{Eisen}$	32°

Es wurde nun berechnet:

$$a^2 = 234 \left(\frac{13}{0,35 \cdot 390} - \frac{1,2 \cdot 5,82}{1000} \right) 10^{-1} = 20,6 \cdot 10^{-1}$$

$$a = 4,55 \cdot 10^{-2}$$

$$c^2 = \frac{11}{25} \left(0,1 + \frac{1}{2,75} \right) \frac{1}{390} - 0,234 \cdot 1,2 \cdot 5,82 \cdot 10^{-1} = 22,7 \cdot 10^{-1}$$

$$c = 4,77 \cdot 10^{-2}$$

$$b = 1,2 \cdot \frac{0,94 + 0,2}{170} \cdot 5,82 = 4,7 \cdot 10^{-2}$$

$$d = 1,2 \cdot \frac{0,94 + 0,08}{170} \cdot 5,82 = 4,2 \cdot 10^{-2}$$

$$1. \quad 4,55 A \sin 4,55 \cdot 0,305 = -4,77 C \sin 4,77 \cdot 0,3$$

$$A = -\frac{4,77}{4,55} \cdot \frac{1,97}{1,88} C = -1,1 C$$

$$2. \quad 2 \cdot -1,1 C \cdot 2,13 + 22,8 + 32 = 2 C \cdot 2,21 + 18,5$$

$$C(4,68 + 4,42) = 36,3$$

$$C = 4$$

$$A = -4,4$$

$$T_{max} = 22,8 - 8,8 = 14^{\circ} \text{ über Eisentemperatur} \\ = 46^{\circ} \text{ über Luft.}$$

$$T_f = 22,8 - 18,8 = 4^{\circ} \text{ über Eisen.}$$

$$W_u = 14 \cdot 72 \frac{13 \cdot 10^{-4}}{0,35} \left(-\frac{2 \cdot 4,4}{4,55 \cdot 10^{-2}} \cdot 1,88 + 22,8 \cdot 30,5 \right) \\ = 3,74 (-364 + 695) = 1235 \text{ Watt.}$$

Die Spulenköpfe geben an die Luft ab:

$$W = 2 \cdot 72 \cdot 300 \cdot 10^{-4} \cdot 390 \cdot 22,7 \cdot 10^{-4} \left(\frac{2 \cdot 4}{4,77 \cdot 10^{-2}} \cdot 1,97 + 18,5 \cdot 30 \right) \\ = 3,82 (300 + 555) = 3260 \text{ Watt.}$$

Die mittlere Temperatur des Kupfers ist:

$$T_k = \frac{1}{61} \cdot 331 + \frac{1}{60} \cdot 855 + \frac{32}{2} = 5,44 + 14,2 + 16 = 35,7^{\circ} \text{ über Luft.}$$

58. Erwärmung des Rotors.

Die Temperaturverhältnisse im Rotor sind weit günstiger als die im Stator. Die Eisenverluste sind geringer, und die im Kupfer entwickelte Wärme wird durch die Mantelfläche und die Stirnverbindungen, die durch die Rotation gut gekühlt sind, abgeführt. Fast durchweg sind die Temperaturen im Rotor erheblich kleiner als die im Stator, so daß man für den Rotor genügende Kühlung annehmen kann, wenn sie für den Stator ausreichend ist. In zweifelhaften Fällen ist für die Abkühlung des Rotors dieselbe Rechnung durchzuführen, die in Band I der Gleichstrommaschine für die Erwärmung des Ankers angegeben ist.

Es soll auch hier noch, ähnlich wie für den Stator, eine Faustformel angegeben werden, deren Gültigkeit natürlich eine beschränkte ist. Als abzuführende Wärme betrachten wir die innerhalb des Rotors auftretende Stromwärme

$$W_r = \frac{l_1}{l_a} m_2 J_2^2 r_2 = \frac{l_1}{l_a} m_1 J_2'^2 r_2'$$

und als wärmeabgebende Oberfläche

$$A_r = \pi D l_1 (1 + 0,1 v),$$

wobei v die Umfangsgeschwindigkeit des Rotors ist. Dann ist für das Rotorkupfer

$$T_r = C_r \frac{W_r}{A_r} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (181)$$

C_r ist stark schwankend und im Mittel gleich 400.

Durch Ventilationsflügel oder durch Vergrößerung der Spulenköpfe laßt sich bei schwierigen Verhältnissen eine zu große Temperaturerhöhung vermeiden. So sind z. B. bei den Motoren der Simplonbahn, die Käfiganker besitzen, die Kurzschlußverbindungen auf beiden Stirnseiten des Rotors als Ventilatoren mit großen Flügeln ausgebildet. Die Temperaturerhöhung der Rotoren ist dadurch sehr klein geworden.

59. Erwärmung von gekapselten Motoren.

Motoren in feuchten oder staubigen Betrieben müssen häufig luftdicht eingekapselt werden.

Die in dem Motor erzeugte Wärmemenge, die dem totalen Verlust des Motors proportional ist, muß in diesem Falle teils durch die Oberfläche des Motors ausgestrahlt, teils durch die umgebende Luft und die ihn tragenden Teile (Boden oder Gerüst) fortgeleitet werden. Die Temperatur des Gußgehäuses eines Kapselmotors hängt

somit von vielen Umständen ab und kann nicht durch eine allgemeine Formel ausgedrückt werden. Einen Anhaltspunkt gibt jedoch folgende Beziehung:

$$T_g = \frac{2200 W_v}{(A_g + 2 F_g) (1 + 0,1 v_g)} \cdot \cdot \cdot \cdot (182)$$

worin T_g die Temperaturerhöhung des Gehäuses über Luft, W_v die Summe aller Verluste im Motor, A_g die freie Ausstrahlungsfläche des Gehäuses,

F_g den Teil der Gehäuseoberfläche, durch den eine Wärmeleitung stattfinden kann, und

v_g die relative Geschwindigkeit der umgebenden Luftschicht dem Gehäuse gegenüber in m/sec ist.

Ist hiernach die Gehäusetemperatur bestimmt, so kann die Temperatur der einzelnen Teile der Maschine als Übertemperatur über die Gehäusetemperatur berechnet werden. Wenn das Eisen des Stators mit dem Gehäuse durch zahlreiche Rippen in inniger Berührung steht, was immer zu empfehlen ist, so wird die mittlere Temperatur des Eisens nur wenig, d. h. um etwa $5-15^\circ \text{C}$ höher sein als die Temperatur des Gehäuses. Von dieser mittleren Eisentemperatur ausgehend, kann dann wie früher die Temperatur des Statorkupfers berechnet werden.

Bei gekapselten und nicht ventilierten Maschinen werden die Spulenköpfe schlecht gekühlt, es wird daher nur wenig oder keine Wärme vom Nutenkupfer nach den Spulenköpfen abströmen. Es ist sogar möglich, daß umgekehrt von den Spulenköpfen noch Wärme nach dem Nutenkupfer und durch dessen Isolation nach dem Eisen abströmen muß.

Es können daher bei gekapselten Maschinen, deren Wicklungen stark isoliert werden müssen, im Kupfer hohe Temperaturen auftreten, wenn nicht durch kleine Stromdichten für kleine Verluste und durch eine gute Luftzirkulation im Innern der Maschine für einen guten Wärmeausgleich gesorgt wird.

Läßt man dieselbe Temperaturerhöhung zu, so ist die Leistung eines gekapselten Motors wesentlich kleiner als bei offener Bauart.

E. Ziehl hat in ETZ 1902 eine vergleichende Erwärmungsmessung an einem Asynchronmotor der Maschinenbauaktiengesellschaft vorm. L. Schwarzkopff beschrieben, der zuerst als offener und nach Auswechselung der Lagerschilde als gekapselter Motor untersucht wurde. Es ergab sich, daß der offene Motor bei einer Endtemperaturerhöhung von 50°C 14,9 PS dauernd leisten konnte, während er dieselbe Temperaturerhöhung gekapselt schon bei 9,7 PS

erreichte, also bei $\frac{2}{3}$ der ersten Leistung. Die Temperatur wurde mittels Thermometer am Stator Kern gemessen.

Im allgemeinen legt man aber die höchste Temperatur des Kupfers zugrunde, die meist höher als die Kerntemperatur ist, und kann durchschnittlich annehmen, daß bei gleicher Temperaturerhöhung die Dauerleistung des Kapselmotors etwa halb so groß ist wie die eines Motors offener Bauart.

Um die Leistungsfähigkeit zu erhöhen, greift man zu verschiedenen Mitteln.

Man setzt auf die Rotorwelle Flügelräder auf, die dazu dienen, den Wärmeaustausch der eingeschlossenen Luft zu verbessern und Wärnestauungen zu verhindern.

Eine geringe Verbesserung der Abkühlung erhält man auch durch Vergrößerung der Abkühlungsfläche des Gehäuses, indem man es als Rippenkörper ausbildet. Die Abkühlung nimmt aber bei einem Rippenkörper nicht proportional mit der vergrößerten Oberfläche zu, da sich in den Rippen Luftsäcke bilden können. Daher bedeckt man auch das mit Rippen versehene Gehäuse eines gekapselten Motors mit einem Blechmantel und treibt mittels eines Flügelrades Kühlluft durch die von den Rippen und dem Blechmantel gebildeten Kanäle.

Noch wirksamer ist die direkte künstliche Ventilation des Motorinnern.

Bei gekapselten Maschinen mit künstlicher Luftkühlung baut man entweder ein Flügelrad ein und läßt durch zwei Öffnungen die kalte Luft ein- und die erwärmte ausströmen (s. Fig. 233), oder man ordnet einen besonderen Ventilator an und baut die ganze Maschine in ein Gehäuse mit Luftkanälen ein. Bei feuchter oder staubiger Luft wird die Maschine an eine Rohrleitung angeschlossen, damit die Kühlluft nicht der direkten Nähe der Maschine entnommen wird.

Die erforderliche Luftmenge berechnet sich wie folgt: Ist T die zugelassene Übertemperatur, W_v die Summe aller Verluste in der Maschine, und läßt man eine Erwärmung der Luft um $0,5 T$ zu, so ist

$$0,24 W_v 10^{-3} = 0,5 T \gamma c Q,$$

wenn γ das spezifische Gewicht, c die spezifische Wärme der Luft und Q die Luftmenge in m^3/sec ist.

Es wird daher

$$Q_m = \frac{0,24 W_v \cdot 60}{0,5 T \gamma c 10^6} \text{ m}^3 \text{ in der Minute.}$$

Hierbei ist die durch die Oberfläche der Maschine ausgestrahlte Wärme nicht berücksichtigt, so daß die Formel hinreichende Sicherheit enthält.

Setzt man für Luft

$$\gamma = 1,2 \cdot 10^{-3}$$

und

$$c = 0,234,$$

so wird

$$Q_m \approx 0,1 \frac{W_v}{T} \text{ m}^3 \text{ in der Minute} \quad . \quad . \quad (183)$$

Läßt man eine Temperaturerhöhung von $T = 50^\circ \text{ C}$ zu, so ergibt sich somit pro KW Verlust eine Luftmenge von

$$Q_m = 0,1 \frac{1000}{50} = 2 \text{ m}^3 \text{ in der Minute.}$$

Zur Wasserkühlung wird das Gehäuse doppelwandig ausgeführt und das Wasser durch Hohlräume, die durch Anordnung von Zwischenwänden entstehen, hin und her geleitet. Um eine gute Wärmeableitung zu erzielen, müssen die Bleche das Gehäuse überall berühren. Andererseits muß aber durch genügenden Zutritt von trockener Luft in das Motorinnere dafür gesorgt werden, daß die Luft dort nicht zu viel Feuchtigkeit ansammelt, die bei Temperaturänderungen kondensieren und die Isolation gefährden kann.

60. Erwärmung von Motoren für aussetzenden Betrieb.

Ist eine Maschine nur zeitweise belastet und folgt auf jede Belastung eine Arbeitspause, während der die Maschine sich abkühlen kann, so kann die Belastung größer sein als bei Dauerbelastung. Im Beharrungszustande wird die Temperaturerhöhung zwischen zwei Grenzen schwanken, d. h. es wird in der Arbeitszeit die Temperatur um ebensoviel zunehmen, wie sie in der Pause sinkt (siehe Fig. 136).

In Band I 2. Aufl. der Gleichstrommaschine (Abschnitt 179) ist die Rechnung nach Öhlschlager durchgeführt, und es ist dort gezeigt, daß zwischen den drei Verhältnissen

$$\frac{a}{P} = \frac{\text{Belastungsdauer}}{\text{Dauer der Periode}},$$

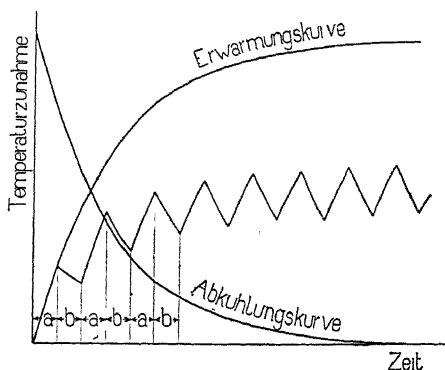


Fig. 136. Temperaturkurve für aussetzenden Betrieb.

$$\frac{a}{Z} = \frac{\text{Belastungsdauer}}{\text{Zeitkonstante}}$$

und

$$q = \frac{\text{Verlust bei Überlastung}}{\text{Verlust bei zulässiger Dauerlast}}$$

die Beziehung besteht

$$\frac{a}{P} = \frac{1}{1 - \frac{Z}{a} \ln[q - \varepsilon^{\frac{a}{Z}}(q - 1)]}, \quad \dots \quad (184)$$

wenn bei dem aussetzenden Betrieb durch die q fach höheren Verluste die Temperatur ebenso hoch wird wie bei der zulässigen Dauerlast.

Die Zeitkonstante

$$Z = \text{Temperaturerhöhung} \cdot \frac{\text{Wärmekapazität}}{\text{Wärmeerzeugung}}$$

ist die Zeit, nach der die Temperaturerhöhung den 0,633fachen Wert der Endtemperatur erreicht, die der benutzten Belastung und Dauerbetrieb entspricht (s. Gleichstrommaschine, Bd. I, S. 755) und kann auf diese Weise experimentell ermittelt werden.

Ist Z bekannt und damit $\frac{a}{Z}$ und das Verhältnis $\frac{a}{P}$ für den vorliegenden aussetzenden Betrieb festgesetzt, so kann durch Gl. 170 die Erhöhung der Verluste gegenüber Dauerbetrieb q und aus der Verlustkurve der Maschine die Leistung für den aussetzenden Betrieb berechnet werden.

Diese Rechnung setzt voraus, daß die Zeitkonstante, für die Erwärmungsperiode ebenso groß ist wie für die Abkühlungsperiode. Diese Annahme trifft ungefähr zu, wenn beide Perioden unter denselben Ventilationsverhältnissen stattfinden, d. h. wenn der Motor während der Betriebspause leer läuft.

Wird der Motor dagegen während der Pause still gesetzt, so wird er sich gegenüber Leerlauf um so langsamer abkühlen, je stärker die Ventilation beim Lauf wirksam ist. Würde man daher die Zeitkonstante für den laufenden Motor ermitteln und nach Gl. 184 die Überlastungsfähigkeit für den aussetzenden Betrieb bestimmen, so würde man, sofern der Motor während der Pause steht, eine zu hohe Temperatur erhalten. Man muß also die Zeitkonstante für den Zustand ermitteln, der dem Betrieb entspricht.

E. Ziehl hat für den obenerwähnten Motor die Abkühlungskurven bei Stillstand und Leerlauf für den offenen und gekapselten

Motor experimentell aufgenommen. Die Kurven sind in Fig. 137a und 137b dargestellt.

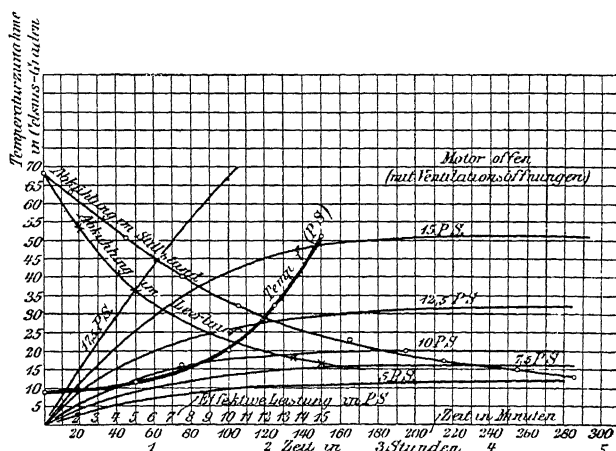


Fig. 137a. Abkühlungskurven für einen Motor offener Bauart.

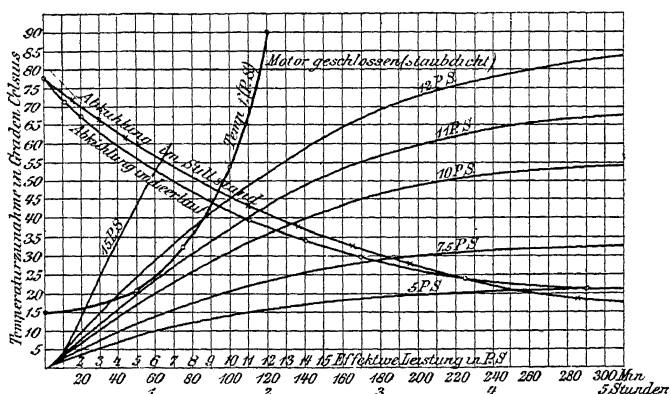


Fig. 137b. Abkühlungskurven für einen gekapselten Motor.

Wie die Fig. 137a zeigt, kühlt sich der leerlaufende offene Motor wesentlich schneller ab als der stillstehende, während die Abkühlungskurven des gekapselten Motors (Fig. 137b) keine große Abweichung voneinander zeigen.

Zwölftes Kapitel.

Anlassen und Tourenregelung der mehrphasigen Induktionsmotoren.

61. Anlauf eines mehrphasigen Induktionsmotors. — 62. Anlaßmethoden mit Regulierung im Statorstromkreis. — 63. Anlaßmethoden von Boucherot. — 64. Anlaßmethoden mit Regulierung im Rotorstromkreis. — 65. Tourenregelung der mehrphasigen Induktionsmotoren.

61. Anlauf eines mehrphasigen Induktionsmotors.

Beim Anlauf eines Motors ist im allgemeinen eine konstante Zugkraft zu überwinden. Außerdem sind die zu bewegendenden Massen auf die Endgeschwindigkeit zu beschleunigen. Die dem Motor während des Anlaufes zuzuführende Leistung setzt sich zusammen

1. aus der Leistung, die der Motor zur Erhaltung der jeweiligen Geschwindigkeit braucht und

2. aus der Leistung, die zur Beschleunigung dient und in lebendige Kraft der Massen übergeht.

Die unter 1. angeführte Leistung setzt sich zusammen aus der Leistung, die der Motor zur Deckung seiner Verluste selbst verbraucht, und aus der abgegebenen Leistung, soweit sie nicht unter 2. fällt.

Soll ein Motor also mit voller Belastung anlaufen, so wird das Anlaufdrehmoment größer als das Drehmoment bei normalem Betriebe, weil das Beschleunigungsmoment noch hinzu kommt. Außerdem ist im Momente des Anlaufes das Reibungsmoment größer als bei Lauf.

Bei der Konstruktion des Motors ist auf die Größe des Anlaufdrehmomentes Rücksicht zu nehmen. Man muß wissen, ob der Motor nur leer anzulaufen braucht, oder ob er mit voller Belastung und Beschleunigung großer Massen in bestimmter Zeit angehen soll.

Praktisch wird meistens ein großes Anlaufmoment gefordert. Bei Motoren für Hebezeuge und Bahnmotoren ist das immer der

Fall. In fast allen Fällen verlangt man, daß die Anlaufstromstärke eine gewisse Grenze nicht überschreitet. Insbesondere wird diese Bedingung bei Motoren gestellt, die an ein Lichtnetz angeschlossen sind, weil große Anlaufstromstärken Schwankungen der Spannung und daher der Lichtstärke verursachen.

Die Beschleunigungsverhältnisse beim Anlauf hängen von dem Drehmoment ab, das der Motor bei den verschiedenen Geschwindigkeiten entwickeln kann. Aus Kap. IV ist bekannt, daß das Drehmoment des Asynchronmotors vom Rotorwiderstand abhängig ist. Fig. 138 zeigt zwei Drehmomentkurven $\vartheta = f(s)$.

Bei I ist der Rotorwiderstand klein

$$r_2' = 0,1 x_k,$$

und das maximale Drehmoment liegt nach Gl. 97 daher angenähert bei

$$s = 0,1.$$

Bei II ist

$$r_2' = x_k,$$

und das maximale Drehmoment liegt bei Stillstand. Es ist in beiden Fällen etwa doppelt so groß wie das normale. Bei Kurve II ist die Beschleunigung im ersten Moment des Anlaufs am größten und wird Null, wenn das zu überwindende Drehmoment gleich dem vom Motor ausgeübten ist, also für das normale Drehmoment bei

$$s = 0,2.$$

Bei Kurve I kann der Motor nicht mit vollem Drehmoment anlaufen. Die Beschleunigung wächst mit zunehmender Geschwindigkeit bis zu einem Maximum bei $s = 0,1$ und fällt dann auf Null, wenn das entwickelte Drehmoment gleich dem zu überwindenden ist, was bei dem normalen Drehmoment etwa bei $s = 0,03$ eintritt.

Mit Rücksicht auf den Wirkungsgrad des Motors ist es nicht gestattet, den Widerstand r_2 der Rotorwicklung so groß zu machen, daß ein großes Drehmoment beim Anlauf erhalten wird, denn der Rotorkupferverlust $V_2 = m_2 J_2^2 r_2$ würde zu groß. Ein Motor mit kleinem Widerstand und kleiner Reaktanz nimmt aber, wenn er

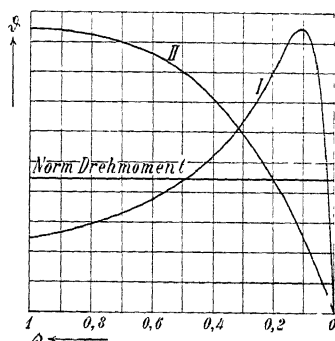


Fig. 138. Drehmomentkurven für zwei verschiedene Rotorwiderstände.

direkt an das Netz geschaltet wird, im Augenblick des Anlaufes einen Strom auf (den Kurzschlußstrom), der etwa 4—6 mal so groß ist wie der Strom bei Vollast.

Die Anlaufvorrichtungen bezwecken nun einerseits, den Anlaufstrom herunterzusetzen, und andererseits mit einem bestimmten Strom ein möglichst hohes Anzugsmoment zu erreichen.

62. Anlaßmethoden mit Regulierung im Statorstromkreis.

Diese Methoden kommen für Motoren mit Käfiganker oder vielphasigem Kurzschlußanker in Betracht. Der einfachste Weg zur Herabsetzung des Kurzschlußstromes besteht hier in der Verminderung der Klemmenspannung. Dies kann geschehen:

- a) durch Vorschalten von Widerständen vor den Stator,
- b) durch Anwendung eines Anlaßtransformators,
- c) durch Stern-Dreieck-Umschaltung,
- d) durch Anlassen mit veränderlicher Periodenzahl.

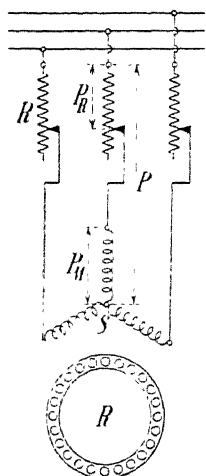


Fig. 139. Anlaßschaltung mit Widerständen im Statorstromkreis.

a) **Vorschalten von Widerständen vor den Stator** (Fig. 139). Hierbei verteilt sich die gesamte Netzspannung auf den Vorschaltwiderstand und den Motor im Verhältnis der Impedanzen.

Bei Stillstand hat der Asynchronmotor pro Phase eine Impedanz

$$z_k = \sqrt{r_k^2 + x_k^2}.$$

Schaltet man vor jede Phase einen induktionsfreien Widerstand R , so ist die gesamte Impedanz

$$z = \sqrt{(R + r_k)^2 + x_k^2}$$

und der Anlaufstrom bei vorgeschaltetem Widerstand

$$J = \frac{P}{z} = \frac{P}{\sqrt{(R + r_k)^2 + x_k^2}}.$$

Am Anlasser besteht daher die Spannung

$$P_R = P \frac{R}{\sqrt{(R + r_k)^2 + x_k^2}}$$

und am Motor die Spannung

$$P_M = P \frac{\sqrt{r_k^2 + x_k^2}}{\sqrt{(R + r_k)^2 + x_k^2}}.$$

Wenn die Kurzschlußwiderstände und Reaktanzen des Motors aus Rechnung oder Versuch bekannt sind, läßt sich also der Widerstand für einen gewünschten Anlaufstrom J berechnen:

$$R = \sqrt{\left(\frac{P}{J}\right)^2 - x_k^2 - r_k}.$$

Das erzielte Anlaufdrehmoment ist aber nur sehr klein, wenn man einen Anlaufstrom gleich dem 1—2fachen normalen Strom zuläßt.

Das Drehmoment in synchronen Watt ist nach Gl. 28:

$$W_a = m_2 J_2^2 \frac{r_2}{s}$$

d. h. beim Anlauf ($s=1$) gleich dem Stromwärmeverlust im Rotor

$$= V_2 = m_2 J_2^2 r_2.$$

Setzen wir den Anlaufstrom gleich dem a fachen Betrag des Vollaststromes J_v

$$J = a J_v,$$

so haben wir im Rotor ebenfalls nahezu den a fachen Strom wie bei Vollast, und das Anlaufdrehmoment ist in synchronen Watt a^2 mal so groß wie der Stromwärmeverlust im Rotor bei Vollast.

Wir erhalten daher ein Anlaufmoment

$$W_{a(s=1)} = a^2 V_2,$$

und da $\frac{V_2}{W_a} = s$ gleich der Schlüpfung ist, verhält sich das Anlaufdrehmoment ϑ_A zum normalen Drehmoment ϑ_N :

$$\frac{\vartheta_A}{\vartheta_N} = a^2 s.$$

Ist die Schlüpfung bei Vollast z. B. 4%, so ist für normalen Strom das Anlaufdrehmoment 4% des Vollastmomentes, und für den doppelten Strom etwa 16% davon. Da im Netz nicht mehr als etwa der doppelte Vollaststrom eines größeren Motors zugelassen wird, kann man solche Motoren nur leer anlassen. Die Methode, Widerstände vor den Stator zu schalten, eignet sich also nur für kleine Motoren. Man gibt ihnen einen etwas größeren Widerstand im Rotor und läßt einen Rotorverlust von etwa 6—10% zu.

b) Anlaßtransformator. Ein etwas größeres Anlaufmoment bei gleichem Netzstrom erhält man durch Verwendung eines Anlaßtransformators (s. Fig. 140).

Er ist gewöhnlich als Autotransformator mit einer Spule pro Phase gewickelt. Beim Anlauf wird der Umschalter U nach oben

gelegt, und sobald der Motor auf seine Tourenzahl gekommen ist, nach unten umgelegt.

Die Anlaufspannung am Motor ist

$$P_M = \frac{P}{u},$$

wenn u das Übersetzungsverhältnis des Transformators, d. h. das Verhältnis der ganzen Windungszahl einer Phase zu der Windungszahl ist, die zwischen Klemme und Abzweigstelle liegt. Hierbei ist der Netzstrom J nur das $\frac{1}{u}$ -fache des Statorstromes, und zwar ist, wenn wir den Spannungsabfall im Anlaßtransformator vernachlässigen, da seine Impedanz klein ist gegen die Kurzschlußimpedanz des Motors,

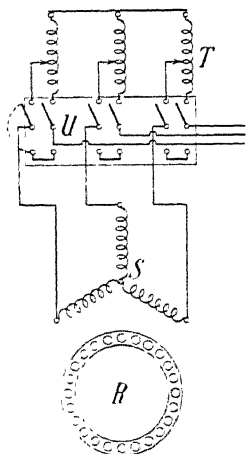


Fig. 140. Anlaufschaltung mit Anlaßtransformator.

$$J = \frac{1}{u} \frac{P_M}{z_k} = \frac{P}{u^2 z_k} = \frac{J_k}{u^2}.$$

Bezeichnen wir wieder das Verhältnis des Anlaufstromes J zum Vollaststrom J_v mit a , so ist

$$J = a J_v = \frac{J_k}{u^2},$$

$$u^2 = \frac{J_k}{a J_v}.$$

Für einen bestimmten Stromstoß, d. h. für gegebenes a , darf also u um so größer werden, je größer der Kurzschlußstrom bei voller Spannung des Motors ist.

Um mit dieser Schaltung eine gute Wirkung zu erzielen, müssen die Motoren einen großen Kurzschlußstrom, d. h. kleine Reaktanz haben, während der Rotorwiderstand das Anlaufdrehmoment bestimmt.

Da bei einem Netzstrom J der Motor den Strom uJ aufnimmt, erhalten wir hierbei ein Anlaufdrehmoment, das $(ua)^2$ mal so groß ist wie das dem Vollaststrom J_v entsprechende.

Es wird hier

$$\frac{\vartheta_A}{\vartheta_N} = (ua)^2 s,$$

oder wenn wir den Wert für u^2 einsetzen

$$\frac{\vartheta_A}{\vartheta_N} = a \frac{J_k}{J_v} s.$$

Während somit beim Vorschalten von Widerständen das Anlaufdrehmoment mit dem Quadrat des Verhältnisses

$$a = \frac{J}{J_v}$$

zunimmt, wächst es bei Verwendung eines Anlaßtransformators linear mit ihm.

In Fig. 141 ist $\frac{\partial_A}{\partial_N}$ als Funktion von a bei Verwendung eines Anlaßwiderstandes (Kurve I) und eines Anlaßtransformators (Kurve II) aufgetragen, und zwar für einen Motor, bei dem

$$\frac{J_k}{J_v} = 6,5,$$

d. h. der Kurzschlußstrom 6,5 mal so groß wie der Vollaststrom und die Schlüpfung $s = 0,04$ angenommen ist.

Für $J = 2 J_v$ ergibt z. B.:

$$\text{Kurve I} \dots \frac{\partial_A}{\partial_N} = 0,16$$

$$\text{Kurve II} \dots = 0,52.$$

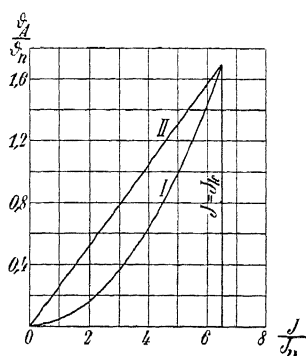


Fig. 141.

Der Anlaßtransformator wird mitunter mit mehreren Stufen ausgeführt. Der Umschalter U erhält dann entsprechend mehr Kontakte und wird als Schaltwalze ausgebildet. Da beim Umschalten eine Unterbrechung des ganzen Stromes stattfindet, werden die Umschalter meist unter Öl gesetzt, besonders bei Hochspannungsmotoren.

Um den Transformator und den Schalter zu vereinfachen, wird der Transformator zuweilen auch mit nur zwei Phasen ausgeführt, während die dritte Phase der Motorwicklung direkt an das Netz angeschlossen wird.

c) Stern-Dreieck-Umschaltung. Eine vielfach verwendete Anlaßmethode für Motoren mit Käfiganker, die mit dem Anlaßtransformator viel Ähnlichkeit hat, ist die Stern-Dreieck-Umschaltung.

Beim Anlauf werden die drei Phasen der Statorwicklung in Stern ge-

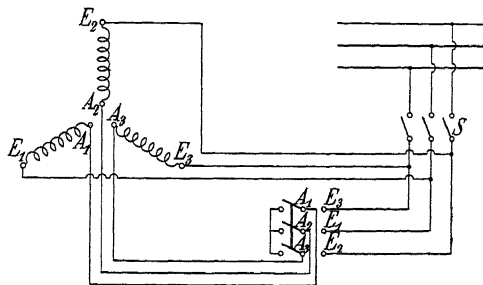


Fig 142. Anlaßschaltung für Stern-Dreieck-Umschaltung.

schaltet und beim Lauf in Dreieck. Fig. 142 zeigt die Anordnung schematisch.

Beim Anlassen des Motors wird der Umschalter nach links gelegt. Beim Schließen des Schalters S läuft der Motor in Sternschaltung an. Nachdem er auf Touren gekommen ist, wird der Umschalter schnell von links nach rechts umgelegt und die drei Phasen in Dreieck geschaltet.

Beim Lauf in Dreieckschaltung erhält jede Phase die Spannung P , und der Strom im Netz ist $\sqrt{3}$ mal dem Strom einer Phase. Beim Anlauf mit Sternschaltung hat dagegen eine Phase nur die Spannung $\frac{P}{\sqrt{3}}$, und der Strom im Netz ist gleich dem Strom einer Phase, also $\frac{1}{3}$ des Kurzschlußstromes bei Dreieckschaltung.

Die Stern-dreieckschaltung wirkt also wie ein Anlaßtransformator mit dem Übersetzungsverhältnis $u = \sqrt{3}$. Für das in Fig. 141 dargestellte Beispiel würde hiermit $a = \frac{6,5}{3} = 2,2$, d. h. der Anlaufstrom 2,2 mal so groß wie der normale und das Anlaufdrehmoment etwa 56% des normalen Drehmomentes werden.

Es geht hieraus hervor, daß bei den besprochenen Methoden nur ein verhältnismäßig kleines Anlaufdrehmoment erreicht wird, wenn man dem Rotor nicht von vornherein einen größeren Widerstand gibt, was jedoch mit Rücksicht auf Wirkungsgrad und Erwärmung nur bei kleinen Motoren zulässig ist. Infolgedessen werden größere Motoren mit Käfiganker meist leer angelassen. Man kann sie mit einer automatischen Kupplung versehen, welche die Last dann einschaltet, wenn der Motor eine gewisse Geschwindigkeit erreicht hat. Diese Kupplungen sind daher meist als Zentrifugalkupplungen ausgebildet.

Ein Beispiel hierzu gibt die in Kap. XVII Fig. 253 beschriebene hydraulische Kupplung der Siemens-Schuckert-Werke.

Von der Umschaltung der Statorwicklung von Dreieck in Stern kann auch Gebrauch gemacht werden, wenn ein Motor für längere Zeit mit geringer Belastung arbeiten soll. Man verkleinert dadurch den Magnetisierungsstrom und die Eisenverluste. Ein solcher Fall kann z. B. vorkommen, wenn ein Motor mit Rücksicht auf Reserve viel größer gewählt wird, als der gewöhnliche Betrieb es erfordert.

d) Anlassen mit veränderlicher Periodenzahl. Diese Methode wird in den Fällen angewandt, wo ein einziger großer Motor von einem Generator gespeist wird, wie z. B. bei unterirdischen Wasserhaltungen. Sie ist besonders dort anwendbar, wo der Motor nur selten, etwa einmal am Tage, angelassen wird.

Man läßt den Motor mit dem Generator zusammen an, wobei

der Generator voll erregt ist. Der Motor erhält daher beim Anlauf eine kleine Periodenzahl und eine kleine Spannung.

Da aber der Kraftfluß direkt proportional der Spannung und umgekehrt proportional der Periodenzahl ist, besteht im Motor der normale Kraftfluß schon ungefähr bei einer Periodenzahl, die gleich der Schlüpfungsperiodenzahl des Rotors bei Vollast ist, wenn die Statorspannung ebenfalls entsprechend klein ist.

Hierbei ist die Rotorreaktanz dieselbe wie bei Vollast, es entsteht also der normale Rotorstrom und das volle Drehmoment. Da die Statorreaktanz bei der kleinen Periodenzahl ebenfalls klein ist, kann die Statorspannung pro Phase beim Anlauf kleiner als sP sein, um das normale Drehmoment zu erzielen. Der Strom ist fast ein Wattstrom, und der Spannungsabfall im Generator nur klein.

Daher kann der Motor mit vollem Drehmoment fast gleichzeitig mit der Inbetriebsetzung des Generators anlaufen, wobei der Strom nicht größer ist als bei demselben Drehmoment und voller Geschwindigkeit.

M. Boucherot¹⁾ hat berechnet, wie sich das Anlassen und Abstellen gestaltet, wenn ein Leitungsnetz mit mehreren konstanten Periodenzahlen zur Verfügung steht. Beim Anlaufe wird der Motor zuerst an die kleinste und zuletzt an die größte Periodenzahl angeschlossen. Der Energieverlust beim Anlassen wird dadurch verkleinert. Außerdem kann beim Abstellen der Motoren ein Teil der in den beschleunigten Massen aufgespeicherten Energie wiedergewonnen werden, indem man den Motor an das Netz mit der niedrigeren Periodenzahl schaltet, so daß er übersynchron läuft und als Generator auf das Netz arbeitet.

Ähnlich gestalten sich die Verhältnisse bei Umschaltung der Polzahl, indem man mit großer Polzahl anfährt und alsdann auf eine kleinere Polzahl umschaltet (s. S. 268).

63. Die Anlaßmethoden von Boucherot.

Boucherot²⁾ hat mehrere Anlaßmethoden für Motoren mit Käfiganker angegeben, die ein großes Drehmoment ergeben.

Bei der einen Methode wird ein Käfiganker mit mehreren Wicklungen verwendet, deren Verhältnis von Widerstand zu Reaktanz verschieden ist. Es hat sich herausgestellt, daß hierzu zwei Wicklungen genügen. In Fig. 143 ist ein solcher Rotor mit zwei Käfigwicklungen K_1 und K_2 dargestellt.

¹⁾ Bulletin de la Soc. Int. des El. 1902 vom 4. Juni.

²⁾ Bulletin de la Soc. Int. des El. 1898.

Die eine Käfigwicklung K_1 liegt in Nuten N_1 am Umfang des Rotors, die zweite Wicklung K_2 in Nuten N_2 etwa in halber Kernhöhe. Die äußere Wicklung hat eine kleine Reaktanz und erhält einen hohen Widerstand, die innere hat eine große Reaktanz und bekommt einen kleinen Widerstand.

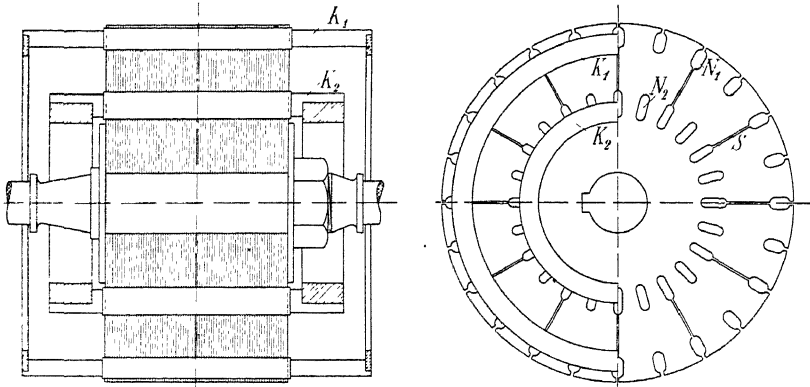


Fig. 143. Rotor von Boucherot mit zwei Käfigwicklungen.

Die Bleche haben radiale Schlitzte S zwischen den Nuten N_1 und N_2 , die bezwecken, daß ein möglichst großer Teil des Hauptkraftflusses, der vom Stator durch den Luftraum in den Rotor eintritt, innerhalb der Nuten N_2 verläuft, denn sonst würde in der Wicklung K_2 kein Strom induziert. Ein Teil des Kraftflusses verläuft oberhalb der Nuten N_2 . Die in einem Stab der unteren Wicklung induzierte EMK ist daher kleiner als in einem Stab der oberen Wicklung. Die Kraftflußverteilung wirkt so, als ob Widerstand und Reaktanz der Wicklung K_2 entsprechend vergrößert wären.

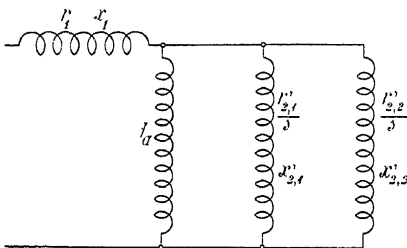


Fig. 144. Ersatzstromkreis.

Bezeichnen $r'_{2,1}$ und $x'_{2,1}$ den auf den Stator reduzierten Widerstand bzw. die Reaktanz der Wicklung K_1 , $r'_{2,2}$ und $x'_{2,2}$ die entsprechenden Größen der Wicklung K_2 , so läßt sich der Ersatzstromkreis eines solchen Motors wie in Fig. 144 darstellen. Mit Hilfe dieses Ersatzstromkreises kann das Strom-

diagramm sowie das Drehmoment des Motors gefunden werden.

Fig. 145 zeigt den Verlauf des resultierenden Drehmomentes ϑ_r als Funktion der Schlüpfung, während ϑ_1 und ϑ_2 die Anteile der beiden Wicklungen K_1 und K_2 an dem resultierenden Drehmoment

darstellen. Die Verhältnisse sind hier so angenommen, daß die Wicklung K_1 einen so großen Widerstand hat, daß sie beim Anlauf ihr höchstes Drehmoment äußert, während die Wicklung K_2 wegen der großen Streuung beim Anlauf fast gar kein Drehmoment ausübt. Das resultierende Anlaufdrehmoment ist hier doppelt so groß wie das normale. In der Nähe von Synchronismus überwiegt aber das Drehmoment der Wicklung K_2 , und da sie einen kleinen Widerstand hat, ist die Schlüpfung beim normalen Drehmoment nur ca. 7%, während die Wicklung K_1 dieses Drehmoment bei 22% Schlüpfung ergibt. Da aber die Wicklung K_2 , die bei Vollast den größten Teil des Drehmomentes liefert, eine große Reaktanz hat, ist ihr Strom stark phasenverzögert gegen die EMK, und der Motor arbeitet mit einem viel kleineren Leistungsfaktor als ein gewöhnlicher Motor. Das ist ein Nachteil des Motors.

Durch entsprechende Verteilung der Reaktanz und des Widerstandes auf die beiden Wicklungen hat man es in der Hand, den Verlauf des resultierenden Drehmomentes ϑ_r in Fig. 145 entweder dem der Kurve ϑ_1 oder dem der Kurve ϑ_2 zu nähern.

Bei einer Drehmomentkurve von der Form ϑ_r oder ϑ_1 läuft der Motor, wenn er infolge Überlastung stehen bleibt, sofort wieder an, wenn die Überlastung aufhört, was bei einem gewöhnlichen Käfiganker, dessen Drehmoment wie Kurve ϑ_2 verläuft, nur dann geschieht, wenn er fast ganz entlastet ist.

Nach Boucherots Angabe werden die Motoren so gebaut, daß z. B. ein 8 PS-Motor mit doppeltem Vollastmoment und $2\frac{1}{2}$ fachem normalem Strom anläuft.

Ein anderer von Boucherot angegebener Motor Fig. 146 besitzt einen Stator aus zwei Teilen S_1 und S_2 , von denen der eine feststeht, der andere drehbar ist, und einen Rotor mit den entsprechenden Teilen R_1 und R_2 , die eine gemeinsame Welle haben.

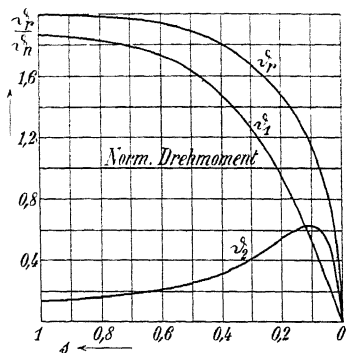


Fig. 145.

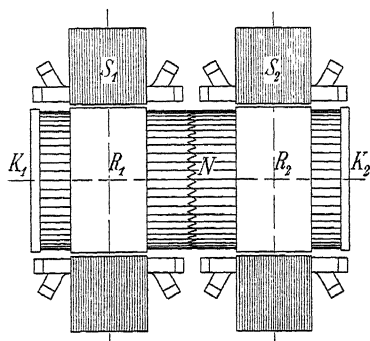


Fig. 146. Motor von Boucherot mit geteiltem Stator.

Die Stäbe der Käfigwicklung sind beiden Rotoren gemeinsam. Sie sind an den äußeren Enden durch Kupferringe K_1 und K_2 von geringem Widerstand und in der Mitte durch Widerstände N aus Nickelin verbunden.

Beim Anlauf wird der bewegliche Stator so gedreht, daß seine Wicklung gegen die des festen Stators um eine Polteilung verschoben ist. Die beiden Drehfelder sind dann um 180 elektr. Grade räumlich gegeneinander verschoben, und die in den beiden Teilen eines Stabes der Käfigwicklung induzierten EMKe sind einander entgegen gerichtet. Die Rotorströme müssen daher durch die Nickelinwiderstände verlaufen, und der Motor zieht bei dem großen Rotorwiderstand mit hohem Drehmoment an.

Wenn er sich in Gang gesetzt hat, wird der Winkel zwischen den beiden Statorwicklungen allmählich verkleinert. Die EMKe in den beiden Teilen jedes Stabes der Käfigwicklung sind dann um weniger als 180° phasenverschoben und ergeben eine resultierende EMK, so daß die Ströme zum Teil direkt durch die Stäbe verlaufen können, was die gleiche Wirkung hat, als ob der gesamte Widerstand der Käfigwicklung verkleinert würde.

Nach Erreichung der vollen Geschwindigkeit wird die bewegliche Statorwicklung genau in die Lage der festen Wicklung zurückgedreht. Es sind dann die im Rotor induzierten EMKe phasengleich, und es geht fast gar kein Strom mehr durch die Widerstände, sondern der größte Teil geht direkt durch die Stäbe, und der Motor arbeitet nun mit einem Käfiganker von geringem Widerstand.

Die Statorwicklungen können parallel oder in Reihe geschaltet sein. Boucherot¹⁾ schaltet sie für den normalen Betrieb in Reihe und kann dann für ausnahmsweise eintretende Überlastungen durch Parallelschaltung fast die doppelte Zugkraft auf kurze Zeit erzielen. Als Beispiel wird ein 8 PS-Zweiphasenmotor für 1200 Umdr. erwähnt, der sein normales Drehmoment von 4,8 mkg beim Lauf mit 38 Amp. bei 110 Volt leistet. Beim Anlauf mit Reihenschaltung der Statorwicklungen ist das Drehmoment 9,5 mkg bei 70 Amp., bei Parallelschaltung 15 mkg bei 120 Amp.

Anstatt die Statorwicklungen mechanisch gegeneinander zu verstellen, verschiebt Boucherot ihre Drehfelder auch mit Hilfe eines Phasentransformators²⁾ mit drehbarer sekundärer Wicklung (Fig. 147). Die eine Statorwicklung und die Primärwicklung P des Phasentransformators sind beim Anlauf an das Netz geschlossen, und die zweite Statorwicklung ist mit der Sekundärwicklung S des Phasen-

¹⁾ a. a. O.

²⁾ D. R. P. 108543.

transformators verbunden. In der in Fig. 147 gezeichneten Lage sind die EMKe entsprechender Phasen der primären und sekundären Wicklung um 180° phasenverschoben, und durch Drehung des Kernes kann ihr Phasenunterschied auf jeden beliebigen Wert eingestellt werden. Nach Inbetriebsetzung wird die zweite Statorwicklung an das Netz angeschlossen und der Phasentransformator abgeschaltet.

Der Anlaßtransformator kann zum Anlassen mehrerer Motoren gleichzeitig oder nacheinander verwendet werden. Er gestattet, den Motor von einer entfernten Stelle aus anzulassen und wird daher dort angewendet, wo die Motoren unzugänglich aufgestellt sind.

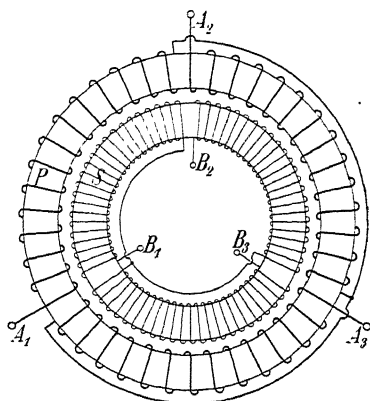


Fig. 147. Anlaßtransformator für den Motor von Boucherot.

Als Nachteil dieser zweiten Form der Motoren von Boucherot ist die Verteuerung des Motors durch die Teilung der Statorwicklung zu bezeichnen, ferner der Mehraufwand an Statorkupfer und die vergrößerte Streuung im Stator durch die Verdoppelung der Länge der Stirnverbindungen.

Nach einer neueren Schaltung von Boucherot¹⁾ läßt sich die Verschiebung des Statorfeldes auch durch Umschaltung der Phasen der zweiten Statorwicklung in vier Stufen erzielen.

64. Anlaßmethoden mit Regulierung im Rotorstromkreis.

Die am meisten gebräuchliche Methode der Regelung des Drehmomentes und des Stromes beim Anlauf besteht in der Einschaltung von Widerstand in die einzelnen Zweige der Rotorwicklung. Die Widerstände werden entweder außerhalb des Motors in einem besonderen Apparate untergebracht oder seltener auf dem Rotor selbst angeordnet. Im ersteren Falle sind die Enden der Rotorwicklung an Schleifringe zu führen, mit denen mittels Bürsten der Anlaßwiderstand in Verbindung steht.

a) Rotor mit Schleifringen und Anlaßwiderständen. Fig. 148 zeigt die An-

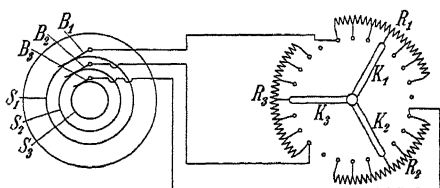


Fig. 148. Rotor mit Schleifringen und Anlaßwiderständen.

¹⁾ Z. f. Elektrot. 1904, S. 479.

ordnung für einen dreiphasigen Rotor mit den Schleifringen S_1, S_2, S_3 und den Bürsten B_1, B_2, B_3 . R_1, R_2, R_3 sind die Widerstände für die drei Rotorphasen, die mittels der drei leitend miteinander verbundenen Kontakthebel K_1, K_2, K_3 gleichzeitig ein- und ausgeschaltet werden.

Für Sternschaltung der drei Phasen der Rotorwicklung zeigt Fig. 149 a die Verbindungen und für Dreieckschaltung Fig. 149 b.

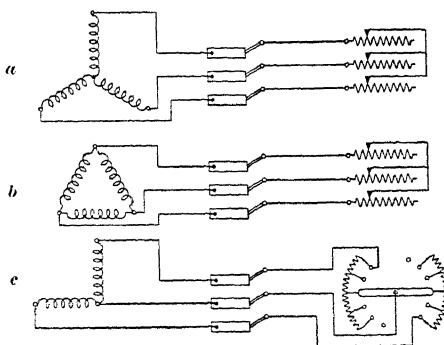


Fig. 149 a bis c. Rotor mit Schleifringen und Anlaßwiderständen.

Die Widerstände erhalten für n Stufen $3(n+1)$ Kontakte und $3n$ Widerstandsabteilungen.

Die Zahl der Kontakte wird bei einem zweiphasigen Rotor auf $2(n+1)$, die der Widerstände auf $2n$ vermindert, s. Fig. 149 c. Da er aber größere Oberfelder hat als ein dreiphasiger Rotor, werden jetzt meistens dreiphasige Rotoren verwendet.

Sind die Regulierkontakte auf Schaltwalzen angeordnet, wie sie z. B. für Bahn- und Kranmotoren verwendet werden, so erhalten die Schaltwalzen eine große Höhe wegen der großen Zahl von Kontaktfingern.

Anordnungen zur Verminderung der Zahl der Kontakte bei gleicher Stufenzahl sind angegeben von Kahlenberg¹⁾, der nur jeweils in einer Phase einen Widerstand abschaltet. Klein²⁾ schaltet die Widerstände parallel und erhält für drei Phasen auch nur $2(n+1)$ Kontakte.

Die Widerstände werden meist als Metalldraht, Metallband oder seltener als Kohlewiderstände ausgeführt.

Flüssigkeitsanlasser gestatten eine ganz allmähliche Änderung des Widerstandes. Sie eignen sich wegen der besonderen Wartung, deren sie bedürfen, weniger für kleine als für große Motoren. Bei großen Motoren mit großen Anlaufstromstärken besteht der Widerstand aus einem System von feststehenden, nebeneinander angeordneten Blechplatten, die in die Flüssigkeit tauchen, eine für jede Phase der Rotorwicklung. Sie sind voneinander sowie vom Gefäße isoliert.

In Fig. 150 ist der Flüssigkeitsanlasser eines Motors von 830 PS der Felten-Guilleaume-Lahmeyer-Werke dargestellt.

¹⁾ U. S. P. 614394.

²⁾ ETZ 1902 Seite 64.

Er besteht aus zwei Behältern, welche übereinander angeordnet sind. Der untere dient zur Aufnahme der Flüssigkeit, der obere enthält die Elektrodenbleche. Durch eine Flügelpumpe kann die Flüssigkeit aus dem unteren Behälter in den oberen, mit einem Überlaufrohr versehenen Behälter gedrückt werden. Mit dem Ansteigen der Flüssigkeit im oberen Gefäß vermindert sich der Widerstand zwischen den Blechelektroden, und der Motor läuft langsam an. Nach dem Anlauf wird die Wicklung des Rotors kurzgeschlossen und die Flüssigkeit durch ein Ventil in das untere Gefäß abgelassen, so daß der Anlasser wieder betriebsfertig wird.

Da der Rotor für niedrige Spannung gewickelt ist, sind die Rotorströme verhältnismäßig groß, und die Verbindungsleitungen vom Rotor zu den Anlaßwiderständen erhöhen im Betrieb den Rotorwiderstand und verschlechtern den Wirkungsgrad. Daher erhalten größere Motoren meist eine sog. Kurzschlußvorrichtung, um beim Lauf die Schleifringe direkt kurzschließen zu können. Außer der Kurzschlußvorrichtung wird eine Bürstenabhebevorrichtung vorgesehen.

Beide Schaltvorrichtungen werden gewöhnlich zwangsläufig so verbunden, daß die Bürsten erst abgehoben werden können, nachdem die Schleifringe kurzgeschlossen sind. Beispiele für die Konstruktion der Kurzschluß- und Bürstenabhebevorrichtung sind in Kap. XVII ausführlich behandelt.

Berechnung und Abstufung der Anlaßwiderstände. Wie in Kap. IV gezeigt ist, kann durch Veränderung des Rotorwiderstandes bei Stillstand jedes Drehmoment erhalten werden, das der Motor bei kurzgeschlossenem Rotor bei einer beliebigen Geschwindigkeit zwischen Stillstand und Synchronismus entwickeln kann.

Hierzu braucht man nur die mechanische Belastung des rotieren-

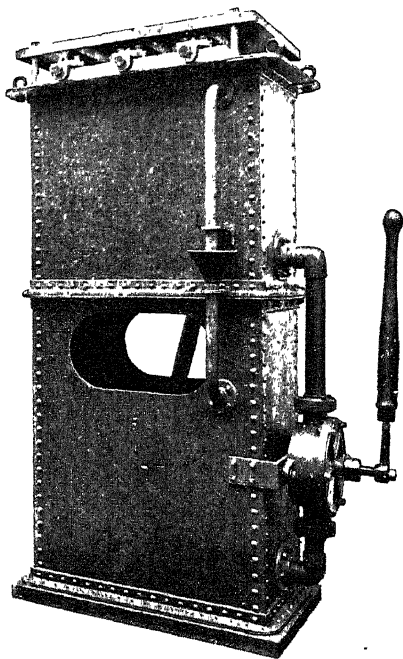


Fig. 150. Flüssigkeitsanlasser für einen asynchronen Motor.

den Rotors durch eine gleich große elektrische Belastung bei Stillstand zu ersetzen.

Ist r_2 der Widerstand einer Phase der Rotorwicklung, so ist das Drehmoment in synchronen Watt bei einer Schlüpfung s

$$W_a = m_2 J_2^2 \frac{r_2}{s}$$

und die mechanische Leistung

$$W_2' = m_2 J_2^2 r_2 \frac{1-s}{s}.$$

Schaltet man bei Stillstand einen Widerstand r_v in jede Phase des Rotors, so daß der gesamte Widerstand

$$R = r_v + r_2 = \frac{r_2}{s}$$

ist, so wird bei Stillstand dieselbe Leistung auf den Rotor übertragen, wie wenn er kurzgeschlossen mit der Schlüpfung s rotiert, und er entwickelt bei demselben Strom J_2 dasselbe Drehmoment.

Es folgt hieraus, daß die Drehmomentkurve $\vartheta = f(s)$ (Fig. 151) des laufenden Motors auch für den stillstehenden Motor gilt, wenn man als Abszissen an Stelle der Schlüpfungen den entsprechenden Gesamtwiderstand $R = r_v + r_2$ einer Rotorphase abträgt. Die Beziehung zwischen dem Widerstand R und der bei kurzgeschlossenem Rotor beim Lauf sich einstellenden Schlüpfung s ist gegeben durch

$$R = r_v + r_2 = \frac{r_2}{s}$$

$$\text{oder } r_v = r_2 \frac{1-s}{s}.$$

Die Einteilung der Abszissen ist daher keine gleichmäßige, wenn man Widerstände als Abszissen wählt. Die Beziehung zwischen R und s ist durch die Hyperbel in Fig. 151 dargestellt.

Dem Kurzschluß ($s=1$) entspricht ein Widerstand $r_v=0$. Dem Synchronismus ($s=0$), wobei das Drehmoment Null ist, entspricht $r_v=\infty$, d. h. Unterbrechung der Rotorwicklung.

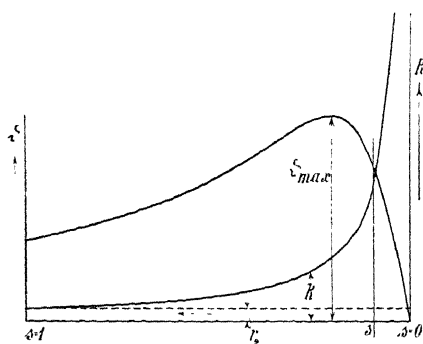


Fig. 151.

Um das maximale Drehmoment bei Stillstand zu erhalten, muß nach Gl. 99 S. 71 auf den Stator reduziert

$$r_c' + r_2' = \frac{1}{C_1} V r_1^2 + (x_1 + C_1 \bar{x}_2')^2 \cong V \bar{r}_1^2 + (\bar{x}_1 + \bar{x}_2')^2 \text{ sein.}$$

Für die Wahl der Anlaufstromstärke ist nun einerseits das erforderliche Anzugsmoment maßgebend, andererseits die Verluste beim Anlauf. Ebenso wie beim Anlauf einer Gleichstrommaschine¹⁾ gilt auch hier, daß die Anlaufverluste um so kleiner sind, je größer man die mittlere Anlaufstromstärke und je kürzer man die Anfahrzeit wählt. Dies gilt aber natürlich nur so lange, wie man auf dem gegen Synchronismus absteigenden Ast der Drehmomentkurve Fig. 151 arbeitet, wo das Drehmoment bei zunehmendem Strom steigt. Außer den Beschränkungen durch den Betrieb ist daher die Anlaufstromstärke durch das maximale Drehmoment des Motors begrenzt.

Bei der Abstufung der Anlaßwiderstände muß darauf geachtet werden, daß allzu große Schwankungen der Stromstärke vermieden werden. Dieser Anforderung wird am besten entsprochen, wenn man die Stufen so bemißt, daß die Stromstöße beim Übergang von einer Stufe zur anderen möglichst gleich werden, d. h. daß die Stromstärke beim Anlassen sich zwischen einem größten und einem kleinsten Wert bewegt, wie es auch für Gleichstrommotoren üblich ist.²⁾

Es sei:

J_{1max} der angenommene Maximalwert des Anlaufstromes,

J_{1min} der Minimalwert,

R_0, R_1, R_2 usf. der Gesamtwiderstand des Rotorstromkreises in der ersten, zweiten, dritten usw. Stufe einschließlich des Widerstandes der Rotorwicklung und

$\varrho_1, \varrho_2, \varrho_3$ usf. die Widerstände der einzelnen Stufen.

Sollen die Statorströme sich zwischen den festen Grenzen J_{1max} und J_{1min} bewegen, so müssen auch die Rotorströme zwischen zwei festen Grenzen J_{2max} und J_{2min} liegen. Sie treten aber in den verschiedenen Widerstandsstufen bei verschiedenen Schlüpfungen auf, die sich bei demselben Strom wie die gesamten Widerstände des Rotors verhalten, d. h. es ist $\frac{R}{s} = \text{konst.}$; denn bei einem Strom J_2 muß die auf Stillstand reduzierte Widerstandsspannung des Rotors $J_2 \frac{R}{s}$ stets dieselbe sein.

¹⁾ s. Baumgardt, ETZ 1893, S. 713 und Görges, ETZ 1894, S. 644.

²⁾ s. Gleichstrommaschine 2. Aufl., Bd. II, S. 417.

Wenn also der Rotorstrom J_{2max} auf der ersten Stufe mit d. Gesamt Widerstand R_0 bei d. Schlüpfgr. $s=1$

„ „ zweiten	„ „ „	„	R_1	„ „ „	s_1
„ „ dritten	„ „ „	„	R_2	„ „ „	s_2
„ „ xten	„ „ „	„	$R_{(x-1)}$	„ „ „	$s_{(x-1)}$

auftritt, ist

$$J_{2max} \frac{R_0}{1} = J_{2max} \frac{R_1}{s_1} = J_{2max} \frac{R_2}{s_2} = J_{2max} \frac{R_{(x-1)}}{s_{(x-1)}},$$

d. h.

$$\frac{R_0}{1} = \frac{R_1}{s_1} = \frac{R_2}{s_2} = \frac{R_{(x-1)}}{s_{(x-1)}} \quad (185)$$

Die erste Stufe soll so lange eingeschaltet bleiben, bis der Strom auf J_{2min} gesunken ist, dann wird der erste Widerstand ausgeschaltet. Der Motor muß hierbei die Geschwindigkeit erreicht haben, die er bei der zweiten Stufe beim Strom J_{2max} hat, denn die Geschwindigkeit ist im Moment des Umschaltens dieselbe. Der Motor hat also erst bei J_{2max} die Schlüpfung s_1 , und dann auf der gleichen Stufe bei J_{2min} die Schlüpfung s_2 usf.

Es ist demnach

$$J_{2min} \frac{R_0}{s_1} = J_{2min} \frac{R_1}{s_2} = J_{2min} \frac{R_2}{s_3} = J_{2min} \frac{R_{(x-1)}}{s_x}$$

oder

$$\frac{R_0}{s_1} = \frac{R_1}{s_2} = \frac{R_2}{s_3} = \frac{R_{(x-1)}}{s_x} \quad (186)$$

Aus den beiden Gleichungen 185 und 186 ergibt sich

$$\begin{aligned} s_2 &= s_1^2, \\ s_3 &= s_1 s_2 = s_1^3, \\ s_x &= s_1 s_{(x-1)} = s_1^x. \end{aligned}$$

Die Schlüpfungen, die auf den einzelnen Stufen erreicht werden, folgen daher einer geometrischen Reihe.

Die Gesamt widerstände der einzelnen Stufen sind also

$$\left. \begin{aligned} R_0 &= R_0 \\ R_1 &= R_0 s_1 \\ R_2 &= R_1 s_1 = R_0 s_1^2 \\ R_3 &= R_2 s_1 = R_0 s_1^3 \\ R_x &= R_{(x-1)} s_1 = R_0 s_1^x \end{aligned} \right\}$$

und die Stufen widerstände

$$\left. \begin{aligned} \varrho_1 &= (R_0 - R_1) = R_0 (1 - s_1) = \varrho_1 \\ \varrho_2 &= (R_1 - R_2) = R_0 (s_1 - s_1^2) = \varrho_1 s_1 \\ \varrho_3 &= (R_2 - R_3) = R_0 (s_1^2 - s_1^3) = \varrho_1 s_1^2 \\ \varrho_x &= (R_{x-1} - R_x) = R_0 (s_1^{(x-1)} - s_1^x) = \varrho_1 s_1^{(x-1)} \end{aligned} \right\}$$

Die Stufung der Widerstände hat daher nach derselben geometrischen Reihe zu geschehen, der die Schlüpfungen folgen.

Es sind jetzt noch der Gesamtwiderstand R_0 und die Schlüpfung s_1 der ersten Stufe zu bestimmen, um alle Widerstände berechnen zu können.

Beim Abschalten der n ten Stufe bleibt nur noch der Rotorwiderstand r_2 im Stromkreis. Damit beim Umschalten der Strom gerade auf J_{1max} steigt, muß der Motor hierbei die Geschwindigkeit haben, die er bei dem Strom J_{1max} und kurzgeschlossenem Rotor hat, d. h. die Schlüpfung s , die sich aus dem Diagramm bei dem Strom J_{1max} ergibt.

Es ist also

$$s_n = s_1^n = s$$

oder

$$s_1 = \sqrt[n]{s} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (187)$$

Der gesamte Widerstand wird

$$R_0 = \frac{r_2}{s} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (188)$$

wie wir schon gesehen haben.

Durch s_1 ist das Verhältnis von $\frac{J_{1max}}{J_{1min}}$ festgesetzt, während J_{1max} durch s bestimmt ist.

Die drei Größen J_{1max} , J_{1min} und die Stufenzahl n sind daher voneinander abhängig, und es können nur zwei davon beliebig gewählt werden.

Meistens geht man so vor, daß man J_{1max} einerseits mit Rücksicht auf das verlangte Anlaufdrehmoment, andererseits auf den Stromstoß annimmt. Aus dem Diagramm kann die J_{1max} entsprechende Schlüpfung s entnommen werden, und man kann nun

$R_0 = \frac{r_2}{s}$ berechnen.

Die Stufenzahl n nimmt man als ganze Zahl an und erhält

$$s_1 = \sqrt[n]{s}.$$

Der Strom J_{1min} ergibt sich dann aus dem Diagramm bei einer Schlüpfung $s_1 s$. Arbeitet man in der Nähe des normalen Stromes, so ist angenähert die Schlüpfung proportional mit dem Strom und

$$J_{1min} \cong s_1 J_{1max}.$$

Beispiel. Es sei ein Anlaufwiderstand so zu entwerfen, daß J_{1max} gleich dem normalen Strom wird, und aus dem Diagramm sei bekannt, daß das normale Drehmoment bei der Schlüpfung

$$s = 0,04$$

besteht.

Der Gesamtwiderstand ist daher

$$R_0 = \frac{r_2}{s} = 25 r_2.$$

Die Stufenzahl sei zu 9 angenommen, es ist dann

$$s_1 = \sqrt[9]{0,04} = 0,7.$$

Hiermit werden die Stufenwiderstände¹⁾

$$\begin{aligned} \varrho_1 &= R_0 (1 - s_1) = 7,5 r_2 \\ \varrho_2 &= \varrho_1 s_1 = 5,25 r_2 \\ \varrho_3 &= \varrho_2 s_1^2 = 3,68 r_2 \\ &\dots \dots \dots \end{aligned}$$

Die Schlüpfungen bzw. die Geschwindigkeiten, die auf den verschiedenen Stufen erreicht werden, sind

$$\begin{aligned} s_1 &= 0,7 & (1 - s_1) &= 0,3, \\ s_2 &= 0,7^2 = 0,49 & (1 - s_2) &= 0,51, \\ s_3 &= 0,7^3 = 0,343 & (1 - s_3) &= 0,657, \\ &\text{usf.} \end{aligned}$$

Es sind also die Beschleunigungsarbeiten in den einzelnen Stufen und somit die Zeiten, nach denen die richtige Geschwindigkeit erreicht wird, sehr verschieden. Daher ist es zweckmäßig, ein Amperemeter vor den Motor zu schalten, an dem der kleinste Strom $J_{1\min}$ gekennzeichnet ist, so daß die Umschaltung nicht zu früh erfolgt.

Die Abstufung der Widerstände kann auch graphisch vorgenommen werden. Machen wir in Fig. 152

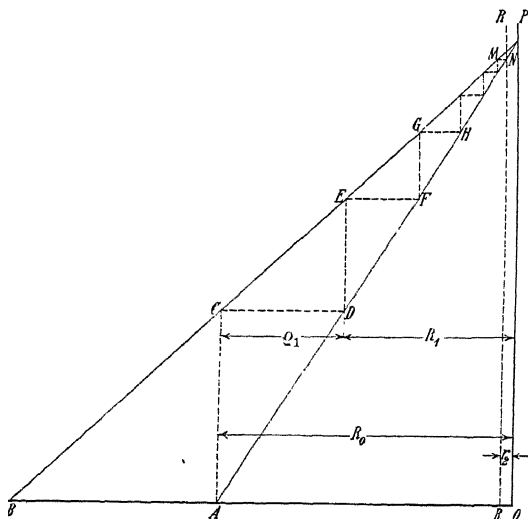


Fig. 152. Graphisches Verfahren zur Ermittlung der Widerstandsstufen.

$$\overline{OA} = R_0 = \frac{r_2}{s},$$

¹⁾ Sie können auf dem Rechenschieber mit einer Einstellung abgelesen werden. s. Gleichstrommaschine, 2. Aufl., Bd. II, S. 421.

$$\overline{OB} = \frac{\overline{OA}}{s_1} = \frac{r_2}{s_1 s},$$

verbinden A und B mit einem Punkt P auf der Vertikalen in O und errichten in A ein Lot \overline{AC} , so ist

$$\frac{\overline{AC}}{\overline{OP}} = \frac{\overline{AB}}{\overline{OB}} = \frac{\overline{OB} - \overline{OA}}{\overline{OB}} = \frac{\frac{r_2}{s_1 s} - \frac{r_2}{s}}{\frac{r_2}{s_1 s}} = 1 - s_1,$$

d. h. es ist \overline{AC} die Geschwindigkeit, die auf der ersten Stufe erreicht wird, wenn \overline{OP} die synchrone Geschwindigkeit darstellt.

Ziehen wir \overline{CD} parallel zur Abszissenachse, so ist

$$\overline{CD} = \overline{AO} \cdot \frac{\overline{AC}}{\overline{OP}} = R_0 (1 - s_1) = \varrho_1$$

der erste Stufenwiderstand und die Abszisse des Punktes D die zweite Widerstandsstufe

$$R_1 = R_0 - \varrho_1.$$

Die Ordinaten der Punkte C , E , G usw. stellen also die Geschwindigkeiten in Prozenten des Synchronismus dar, die auf den einzelnen Stufen erreicht werden, die Abszissen die Widerstandsstufen.

Die n te Horizontale \overline{MN} muß die Gerade \overline{AP} in dem Schnittpunkt N dieser Geraden mit einer Parallelen zur Ordinatenachse \overline{RR} schneiden, deren Abszisse den Widerstand der Rotorwicklung r_2 darstellt.

b) Rotor mit Widerstandsregulierung ohne Schleifringe. Wenn wenige Widerstandsstufen beim Anlassen genügen, so kann der Widerstand auf der Rotorwelle angebracht werden. Man spart dann die Schleifringe und die Bürsten und braucht nur eine Kurzschlußvorrichtung, die den Anlaßwiderstand in zwei oder drei Stufen kurzschließt. Bei der geringen Stufenzahl kann eine Verkleinerung der Stromstöße nach Ausführungen der M. F. Oerlikon noch dadurch erreicht werden, daß man die Widerstände der drei Phasen des Rotors nicht gleichzeitig, sondern nacheinander einschaltet, ändert und alsdann kurzschließt.

c) Rotor mit Anlauf- und Arbeitswicklung. Um beim Anlauf einen hohen und bei Lauf einen niedrigen Rotorwiderstand zu haben, kann man zwei Wicklungen anordnen, von denen die eine mit hohem Widerstand dauernd kurzgeschlossen ist und zum Anlauf dient, während die andere offen ist und erst kurzgeschlossen wird, nachdem der Rotor auf Touren gekommen ist. Die Anlaufwicklung kann als Käfigwicklung ausgeführt werden, während die

Arbeitswicklung gewöhnlich dreiphasig ist. Beide Wicklungen liegen in den gleichen Nuten.

Um der Anlaufwicklung genügenden Widerstand zu geben, ohne daß sie sich zu stark erwärmt, können besondere Widerstände, die fest mit dem Rotor verbunden und gut gekühlt sind, eingeschaltet werden. Das Kurzschließen der Arbeitswicklung kann automatisch und stufenweise erfolgen.

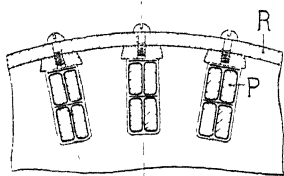


Fig. 153. Rotor mit zwei Wicklungen.

Eine zweckmäßige Anordnung der Wicklungen ist in Fig. 153 dargestellt. Die Arbeitswicklung *P* ist in den Nuten durch Kupfer- oder Bronzekeile befestigt, und die Keile sind an den beiden Enden durch Ringe *R* von hohem Widerstand zu einer Käfigwicklung verbunden.

Da die Ringe sich besser abkühlen können als die in den Nuten liegenden Drähte, ist bei dieser Anordnung die Gefahr einer zu starken Erwärmung nicht so groß.

H. S. Meyer¹⁾ führt die Anlaufwicklung als Käfigwicklung aus Eisenstäben aus. Sie liegt in Nuten, die unterhalb der Nuten der Arbeitswicklung liegen und mit diesen durch radiale schmale Schlitzte verbunden sind. Die Eisenstäbe liegen gut passend und nicht isoliert in ihren Nuten. Der magnetische Widerstand für den Hauptkraftfluß wird daher nur unbedeutend erhöht. Als Kurzschlußringe für die Eisenstäbe dienen die Preßplatten des Rotors.

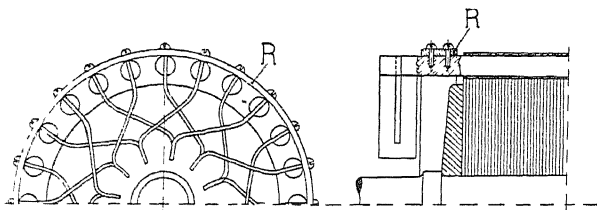


Fig. 154. Rotor der Maschinenfabrik Örlikon mit kombinierter Wicklung.

Es lassen sich auch beide Wicklungen zu einer vereinigen. Man verwendet dann, wie Fig. 154 zeigt, dieselben Stäbe für die beim Anlauf offene Phasenwicklung und für die Käfigwicklung. Sie werden durch einen Ring von hohem Widerstand verbunden, der gleichzeitig zum Zusammenhalten der Wicklung dient.

d) **Rotor mit Gegenschaltung.** Das Prinzip der Gegenschaltung besteht darin, daß jede Phase der Rotorwicklung in mehrere, meist

¹⁾ D. R. P. 177256.

zwei Teile von verschiedener Windungszahl geteilt wird, die beim Anlauf gegeneinander geschaltet werden, so daß nur die Differenz ihrer EMKe wirksam ist, während sie beim Lauf im gleichen Sinne wirken.

Dieser Gedanke ist von E. Arnold schon 1891 (schweizerisches Patent Nr. 4406) angewendet worden. Die dabei benutzte Anordnung erfordert mehrere Schleifringe, indem die Enden von z. B. sechs Phasen an Schleifringe angeschlossen und beim Anlauf zum Teil gegeneinander geschaltet wurden.

Eine einfachere Anordnung ergibt die Gegenschaltung von Görges¹⁾ (D. R. P. Nr. 82016). Sie wird von den Siemens-Schuckert-Werken für kleinere Motoren bis 15 PS für Anlauf unter voller Last und für größere Motoren bis 80 PS für Leeranlauf ausgeführt.

Die Fig. 155 und 156 geben eine schematische Darstellung dieser Gegenschaltung. In Fig. 155 liegen die Windungen *A* und *B* in den gleichen Nuten, in Fig. 156 in verschiedenen Nuten. Letztere Anordnung eignet sich für Stabwicklungen besser als die erstere.

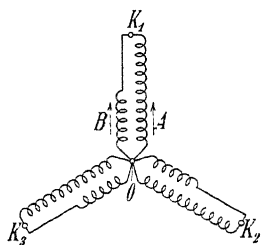


Fig. 155.

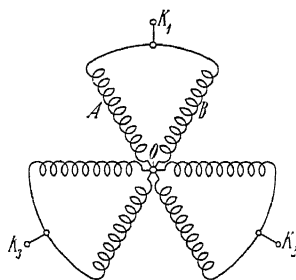


Fig. 156.

Gegenschaltung nach Görges.

Jede Phase besteht aus den beiden Wicklungsteilen *A* und *B*, die bei Fig. 155 in denselben Nuten liegen und verschiedene Windungszahlen, aber gleichen Querschnitt haben. Beide Wicklungsteile sind in Stern geschaltet und an gemeinschaftliche Klemmen K_1 , K_2 , K_3 angeschlossen. Sind diese drei Klemmen nicht miteinander verbunden, so wirkt auf einen Stromkreis z. B. $OA K_1 BO$ in Fig. 155 nur die algebraische und in Fig. 156 nur die geometrische Differenz der EMKe, während die Summe der Widerstände und Reaktanzen in Betracht kommt.

Werden dagegen die drei Klemmen K_1 , K_2 , K_3 kurzgeschlossen, so können sich die Ströme jedes Wicklungsteiles unabhängig von dem anderen durch die Kurzschlußverbindungen nach den anderen Phasen schließen.

¹⁾ ETZ 1894 S. 646.

Die EMKe in den beiden Systemen verhalten sich bei der Schaltung Fig. 155 wie die Windungszahlen $\frac{w_A}{w_B}$, und da die Widerstände und Reaktanzen in demselben Verhältnis stehen, weil jedes System in einer Nut eine seiner Windungszahl entsprechende Draht-

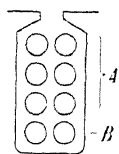


Fig. 157.

zahl hat, wie z. B. Fig. 157 für $\frac{w_A}{w_B} = \frac{3}{1}$ zeigt, sind die Ströme in beiden Systemen gleich groß.

Die beiden voneinander unabhängigen Systeme wirken also bei kurzgeschlossenen Klemmen so, als ob sie hintereinander geschaltet wären, und wir erhalten die auf den Stator reduzierte Rotorreaktanz x_2' bzw. den Widerstand r_2' , wenn wir die Summe der Reaktanzen und Widerstände beider Systeme mit dem Übersetzungsverhältnis

$$\frac{m_1}{m_2} \left(\frac{w_1 f_1}{w_2 f_2} \right)^2$$

multiplizieren, worin

$$w_2 = w_A + w_B$$

die gesamte Zahl der Rotorwindungen einer Phase ist.

In der Anlaufschaltung (Fig. 155) ist der Widerstand einer Rotorphase derselbe wie beim Lauf. Die wirksame Windungszahl ist aber

$$w_A - w_B = w_2 - 2w_B.$$

Auf den Stator reduziert ist also der Rotorwiderstand einer Phase $r_2' = u^2 r_2'$, worin

$$u = \left(\frac{w_A + w_B}{w_A - w_B} \right) = \left(\frac{w_2}{w_2 - 2w_B} \right)$$

das Verhältnis der gesamten Windungszahl einer Rotorphase zu der bei der Gegenschaltung wirksamen Windungszahl ist.

Die auf primär reduzierte Reaktanz des Rotors wäre bei der Gegenschaltung nahezu ebenso groß wie bei der Laufschaltung, wenn die Streulinien der in einer Nut gegeneinander geschalteten Drähte sich vollständig aufheben würden. Dies ist aber nicht ganz der Fall, und es ist daher die Reaktanz bei der Gegenschaltung etwas größer.

Es hängt nun von dem Verhältnis u ab, bei welcher Geschwindigkeit die Umschaltung erfolgen muß. Soll der Motor beim Anlauf das volle Drehmoment überwinden, das in der Laufschaltung bei einer Schlüpfung s auftritt, so hat er in der Gegenschaltung eine Schlüpfung

$$s' \cong u^2 s,$$

und die Wicklungen müssen spätestens bei

$$(1 - u^2 s) 100\%$$

der synchronen Geschwindigkeit kurzgeschlossen werden. Man macht u etwa gleich 2 bis 3 entsprechend

$$\frac{w_B}{w_A + w_B} = \frac{u - 1}{2u} = \frac{1}{4} \text{ bis } \frac{1}{3},$$

so daß sich für

$$s \cong 0,035$$

$$(1 - u^2 s) \cong 0,7 \text{ bis } 0,85$$

ergibt.

Verwendet man einen selbsttätigen Zentrifugalumschalter, so besteht auch hier die Gefahr, daß er bei Schwankungen der Periodenzahl des Netzes, besonders bei zu kleiner Periodenzahl nicht wirkt.

Die Stromstärke beim Anlauf und beim Umschalten ist etwa 2,5—3,5 mal so groß wie der normale Strom.

Um den Stromstoß beim Umschalten zu verkleinern, hat Görges eine Abstufung der Gegenschaltung durch Unterteilung der gegengeschalteten Windungen angegeben. Hierdurch wird aber die Wicklung noch komplizierter. Besser ist es, um eine gute Abstufung zu erhalten, die Wicklung erst über ein oder mehrere Widerstandsstufen kurzzuschließen, wie Fig. 158 zeigt. Die Widerstände können wie bei dem Stufenanker an der Rotorwelle angebracht werden.

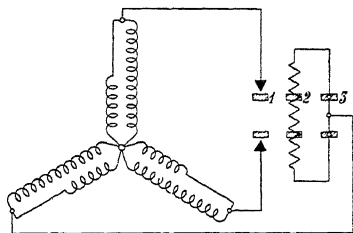


Fig. 158.

e) Anlassen mit Vergrößerung der Reaktanz des Rotors.

Durch Einschalten von Reaktanz in den Rotor wird der Kurzschlußstrom ebenfalls herabgesetzt. Da der Durchmesser des Arbeitskreises umgekehrt proportional der Summe von Stator und Rotorreaktanz ist, wird hierbei auch das Anlaufdrehmoment und die maximale Leistung verkleinert, und um ein größeres Anzugsmoment zu erzielen, muß gleichzeitig mit der Einschaltung von Reaktanz in den Rotor auch Widerstand eingeschaltet und nach dem Anlauf die Rotorwicklung kurzgeschlossen werden.

Fischer-Hinnen¹⁾ schaltet, um ein vollständig selbsttätiges Anlassen zu erhalten, in jede Phase eine Drosselspule von kleinem Ohmschen Widerstand und dazu parallel einen größeren induktionsfreien

¹⁾ s. Zeitschr. f. El. 1900, Heft 32.

Widerstand. Da sie aber beim Lauf eingeschaltet bleiben, hat der Motor keine große Überlastungsfähigkeit und einen kleinen Wirkungsgrad.

Zani¹⁾ schaltet die Reaktanz selbsttätig aus, indem er die Eisenkerne der Drosselspulen im Inneren des Ankerkerns beweglich anordnet, so daß sie durch die Wirkung der Fliehkraft beim Lauf aus den Drosselspulen herausgehoben werden und sich gegen den inneren Umfang des Rotorkerns anlegen. Diese Konstruktion hat aber nur wenig Anwendung gefunden, da sie den Aufbau des Rotors zu sehr verteuert.

65. Tourenregelung der mehrphasigen Induktionsmotoren.

a) **Regulierung mit Rotorwiderständen.** In Abschn. 14 S. 71 haben wir gesehen, daß der Induktionsmotor bei einem bestimmten Drehmoment bei verschiedenen Geschwindigkeiten läuft, wenn man den Widerstand des Rotors verändert, und zwar ist die Schlüpfung um so größer, je größer der Widerstand ist.

Hierdurch ist die Möglichkeit gegeben, die Tourenzahl durch Einschalten von Widerständen in den Rotor zu regulieren. Die Widerstände sind dann für Dauerbelastung zu bemessen, während die Anlaßwiderstände viel stärker belastet werden können.

Die Tourenregulierung mittels Widerständen im Rotor bedingt eine wesentliche Verschlechterung des Wirkungsgrades. Denn wenn der Motor bei demselben Drehmoment langsamer läuft, ist seine Leistung entsprechend der Abnahme der Tourenzahl kleiner, die dem Stator zugeführte Leistung ist aber bei gleichem Drehmoment dieselbe, und die dem größeren Tourenabfall entsprechende Minderleistung wird einfach in den Rotorwiderständen vernichtet.

Wird der Motor z. B. bei vollem Drehmoment auf die halbe Tourenzahl reguliert, so ist seine Leistung nur halb so groß wie bei voller Umdrehungszahl, der Verlust im Rotor und in den Widerständen ist aber gleich der Hälfte der auf den Rotor übertragenen Leistung, und der Gesamtwirkungsgrad, der bei normaler Geschwindigkeit etwa 90% beträgt, ist durch die Regulierung auf weniger als 50% gesunken.

Diese Regulierung entspricht in ihrer Wirkung vollständig der Regulierung von Gleichstromnebenschlußmotoren mit Vorschaltwiderständen vor dem Anker bei unveränderter Erregung. Sie hat mit ihr auch gemeinsam, daß lediglich der Tourenabfall bei Belastung reguliert werden kann und die Leerlauftourenzahl dieselbe bleibt. Denn beim Induktionsmotor werden Rotorstrom und Drehmoment

¹⁾ D. R. P. 105 896.

erst bei Synchronismus Null, gleichviel wie groß der Rotorwiderstand ist.

Trägt man die Tourenzahlen als Funktion der mechanischen Leistung bei verschiedenen Rotorwiderständen auf, so erhält man Kurven, die nach Fig. 159 verlaufen. Kurve I bezieht sich auf den kurzgeschlossenen Rotor, wobei der Vorschaltwiderstand $r_v = 0$ ist. Bei Kurve II ist der Vorschaltwiderstand ($r_v = r_2$) gleich dem Rotorwiderstand, bei Kurve III ist $r_v = 5 r_2$, bei Kurve IV $r_v = 10 r_2$.

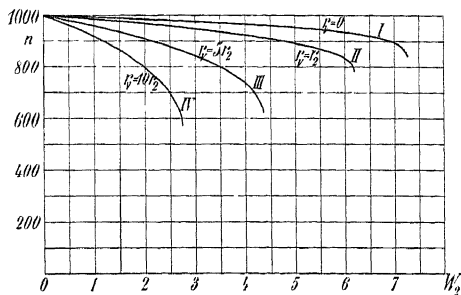


Fig. 159.

Im Diagramm läßt sich die Arbeitsweise des Motors mit verschiedenen Rotorwiderständen leicht darstellen, weil sich mit dem Rotorwiderstand nur der Kurzschlußpunkt P_k ändert. Wir können ihn entweder berechnen oder auf folgende Weise konstruieren.

Fig. 160 stellt das Arbeitsdiagramm mit den Punkten P_a , P_∞ und P_k dar, wobei P_k sich auf den ohne Vorschaltwiderstand kurzgeschlossenen Rotor bezieht. $\overline{P_k P_a}$ ist die Leistungsline $\mathfrak{M}_2' = 0$, $\overline{P_\infty P_a}$ die Drehmomentlinie, d. h. es ist der Abstand eines Punktes P von $\overline{P_k P_a}$

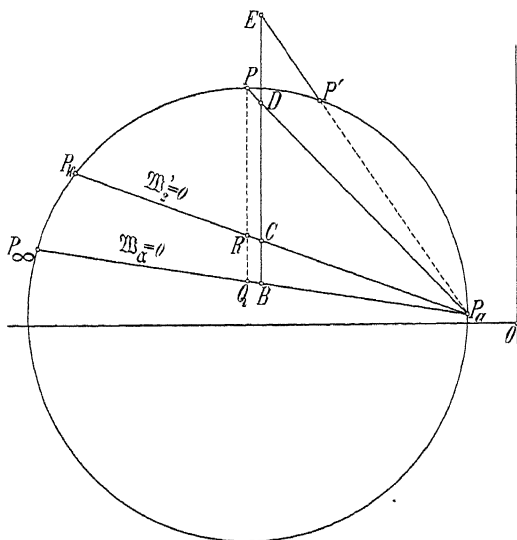


Fig. 160. Ermittlung des Kurzschlußpunktes für einen beliebigen Rotorwiderstand.

$$\overline{PR} = m_2 J_2^2 r_2 \frac{1-s}{s} = W_2'$$

und

$$\overline{PQ} = m_2 J_2^2 \frac{r_2}{s} = W_a.$$

Ist nun P der Kurzschlußpunkt für einen anderen Rotorwiderstand $R = (r_v + r_2)$, wenn ein Vorschaltwiderstand r_v vor den Rotor geschaltet ist, so ist das Drehmoment bei Stillstand dasselbe wie vorher beim Lauf.

Es ist also $\overline{PQ} = m_2 J_2^2 R$, wobei jetzt $s = 1$ ist. An Stelle der mechanischen Leistung \overline{W}_2' tritt die im Vorschaltwiderstand verbrauchte Leistung

$$\overline{PR} = m_2 J_2^2 [R - r_2] = m_2 J_2^2 r_v.$$

\overline{RQ} ist also die im Rotor in Wärme umgesetzte Leistung $m_2 J_2^2 r_2$ in demselben Maßstab.

Daher ist

$$\frac{\overline{PQ}}{\overline{RQ}} = \frac{R}{r_2}.$$

Trägt man daher auf einer beliebigen Vertikalen \overline{BE} Strecken \overline{BD} , \overline{BE} usf. auf, die sich zu \overline{BC} verhalten wie der gesamte jeweilige Widerstand des Rotorstromkreises R zum Widerstand der Rotorwicklung r_2 , so schneiden die Verbindungslinien der Punkte D , E usw. mit P_a den Kreis in den neuen Kurzschlußpunkten P , P' usw. Die Drehmomentlinie bleibt unverändert, ebenso die Verlustlinie. Es bleibt nämlich die Linie der Leerlaufverluste stets die Tangente im ursprünglichen Kurzschlußpunkt P_k , weil wir ja bei der Verlegung des Kurzschlußpunktes nach P , P' usf. nur einen Teil der mechanischen Belastung bei einem beliebigen Strom durch eine elektrische ersetzen, die Leerlaufverluste also dieselben sind. Ebenso bleibt die Linie der Kupferverluste und daher die resultierende Verlustlinie unverändert. Es ändert sich nur die Leistungslinie $\Re_2' = 0$, die jeweils durch die Verbindung des Leerlaufpunktes mit dem neuen Kurzschlußpunkt gegeben ist, und hiermit auch die Wirkungsgradlinie. Ebenso läßt sich die Schlüpfungslinie mittels des neuen Kurzschlußpunktes in der üblichen Weise konstruieren.

b) Regulierung durch Polumschaltung. In Bd. III, Kap. VII sind einige Wicklungsanordnungen dargestellt, bei denen eine Umschaltung auf verschiedene Polzahlen und dadurch eine Veränderung der Tourenzahl im umgekehrten Verhältnis der Polzahlen erreicht wird.

Im allgemeinen beschränkt man sich auf zwei Stufen und eine Umschaltung im Verhältnis 1:2. Man kann aber auch (s. Bd. III, S. 136) durch zwei Wicklungen vier Geschwindigkeitsstufen erhalten.

Jeder Polzahl entspricht ein Arbeitsdiagramm, und um die Arbeitsweise des Motors in den verschiedenen Stufen zu übersehen,

wollen wir untersuchen, wie sich die Konstanten der Maschine, beziehungsweise ihr Leerlauf- und Kurzschlußstrom bei der Umschaltung ändern.

Hierbei verhalten sich die verschiedenen Anordnungen verschieden. Wir besprechen die wichtigsten daher einzeln.

1. Wicklung von Dahlander und Lindström nach D.R.P. 98417 (ETZ 1897).

Die einfachste Ausführungsform mit nur sechs Klemmen ist in Bd. III, Fig. 162 und 163 dargestellt. Die Wicklung ist als Spulenwicklung mit gekreuzten Köpfen ausgeführt, die Spulenweite ist gleich der Teilung der größeren Polzahl. Jede Phase besteht aus zwei Teilen, die für die kleine Polzahl (P) parallel, für die große ($2P$) in Serie geschaltet sind, wobei bei der Umschaltung zwei Phasen zu vertauschen sind, wie dies schematisch Fig. 161a und b zeigt.

Daher ist die Windungszahl in Serie pro Phase für die große Polzahl doppelt so groß wie bei der kleinen Polzahl. Bei der großen Polzahl bedeckt jede Phase $\frac{1}{3}$ der Polteilung, es ist also der Wicklungsfaktor im Durchschnitt.

$$f_{1(2P)} = 0,957,^1)$$

während für die kleine Polzahl durchschnittlich:

$$f_{1(P)} = 0,70^1)$$

ist.

Bei gleicher Klemmenspannung pro Phase verhalten sich also die Kraftflüsse pro Pol

$$\frac{\Phi_{(2P)}}{\Phi_{(P)}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{0,70}{0,957} = 0,365.$$

Da die Polflächen sich wie 1:2 verhalten, werden die Luftinduktionen

$$\frac{B_{l(2P)}}{B_{l(P)}} = \frac{0,73}{1}.$$

Wenn die Zähne nicht stark gesättigt sind, ist dies Verhältnis auch nahezu das der Amperewindungen pro Kreis. Bei der doppelten Polzahl ist daher die gesamte Anzahl Amperewindungen 1,46 mal so groß wie bei der kleinen Polzahl, und da sich die

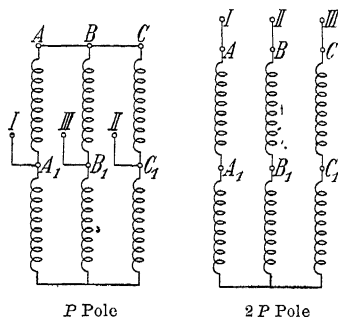


Fig. 161 a.

Fig. 161 b.

Polumschaltung nach Dahlander.

¹⁾ s. Bd. III der W. T., S. 318.

Windungszahlen wie $\frac{1}{0,365} = 2,74$ verhalten, ist das Verhältnis der Magnetisierungsströme

$$\frac{J_{a(2P)}}{J_{a(P)}} = \frac{1,46}{2,74} = 0,53.$$

Die Leerlaufströme stehen angenähert in demselben Verhältnis, so daß bei doppelter Polzahl der Leerlaufstrom etwas mehr als halb so groß ist wie bei einfacher Polzahl.

Der Kurzschlußstrom ist aber bei doppelter Polzahl nur etwas mehr als der vierte Teil des Kurzschlußstromes bei einfacher Polzahl, weil die beiden Hälften einer Phase für $2P$ Pole in Serie und für P Pole parallel geschaltet sind, und daher im ersten Falle sich viermal so große Widerstände und Reaktanzen ergeben wie im zweiten. Die Oberfelder sind aber für die kleine Polzahl größer, daher ist unter Berücksichtigung der Oberfelder das Verhältnis der Reaktanzen etwas kleiner als 4.

Die maximale Leistung ist für die große Polzahl angenähert nur $\frac{1}{4}$ von der maximalen Leistung bei kleiner Polzahl, das maximale Drehmoment etwa halb so groß.

Um den Motor auch für die große Polzahl besser auszunutzen, müßte die Spannung etwa im Verhältnis $1,4:1$ vergrößert werden. Dann sind die Luftinduktionen in beiden Fällen gleich groß. Die maximalen Leistungen verhalten sich angenähert wie $1:2$, und die maximalen Drehmomente sind gleich groß.

2. Gleichstromwicklungen mit verkürztem Schritt. Sind die Wicklungen nicht aufgeschnitten, so sind die drei Phasen stets im Dreieck geschaltet (s. Bd. III, Fig. 171—175), und man erhält bei der doppelten Polzahl die halbe Windungszahl und somit nahezu den vierfachen Kurzschlußstrom wie bei der kleinen Polzahl (also umgekehrt wie bei der Dahlanderschen Wicklung). Bei aufgeschnittenen Wicklungen, bei denen (nach Bd. III, Fig. 176—178) durch Umlegung der Anschlußpunkte die Windungszahl pro Phase für beide Polzahlen dieselbe bleibt, ist der Kurzschlußstrom annähernd gleich groß.

Bei den in Bd. III, Fig. 171—178 behandelten Wicklungen bedecken die Drähte jeder Phase in jeder Wicklungsebene $\frac{2}{m} = \frac{2}{3}$ der Polteilung.

Bei verkürztem oder verlängertem Wicklungsschritt entstehen hierbei unsymmetrische Feldformen, d. h. gerade Harmonische, und zwar um so größere, je mehr der Schritt von der Polteilung abweicht.¹⁾

¹⁾ Die Wicklungsfaktoren der geraden Harmonischen sind in den Tabellen S. 322 in Bd. III noch nicht mit aufgeführt

Die Unsymmetrien fallen heraus, wenn eine Phase nur $\frac{1}{m}$ der Polteilung bedeckt. Dies kann man jedoch nur für die kleinere Polzahl erreichen, um aber auch für die große Polzahl die Unsymmetrien zu vermeiden, macht man den Schritt für diese Polzahl unverkürzt, d. h. gleich oder angenähert gleich der Teilung der größeren Polzahl.

Damit die Drähte einer Phase für die kleine Polzahl nur $\frac{1}{3}$ der Polteilung bedecken, kann man nach einer neueren Schaltung der Maschinenfabrik Örlikon bei der Schaltung für die niedere Polzahl in Fig. 176a bzw. 177 Bd. III die Verbindungspunkte $1a\ 2e$, $4e\ 3a$, $5a\ 6e$ zu einem neutralen Punkt vereinigen. Man erhält dann eine Sternschaltung mit halber Windungszahl pro Phase, während für die höhere Polzahl die Dreieckschaltung unverändert bleibt. Das Schaltungsschema ist in Fig. 162 dargestellt.

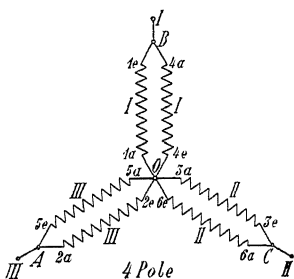


Fig. 162a.

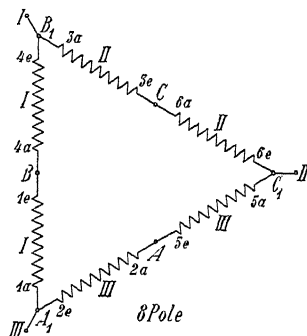


Fig. 162b.

Beim Übergang von der achtpoligen zu der vierpoligen Schaltung werden die Zuführungspunkte $A_1 B_1 C_1$ der achtpoligen Schaltung kurzgeschlossen und der Strom den Punkten $A B C$ zugeführt. Hier gehören also für beide Polzahlen dieselben Wicklungsteile zu der gleichen Phase. Die Stäbe einer Phase bedecken in jeder Wicklungsebene bei der großen Polzahl $\frac{2}{m}$, bei der kleinen Polzahl $\frac{1}{m}$ der Polteilung.

Der Magnetisierungsstrom ist hier für die große Polzahl ungefähr doppelt so groß, der Kurzschlußstrom etwa $\frac{3}{4}$ von dem bei der kleinen Polzahl, wenn man $y_1 = \tau$ macht, wobei sich beide Polzahlen in bezug auf Oberfelder nahezu gleich günstig verhalten.

Bei der doppelten Polzahl ist die maximale Leistung nicht ganz $\frac{3}{4}$, das maximale Drehmoment etwas weniger als 1,5mal so groß wie bei der kleinen Polzahl.

Man kann diese Wicklung auch so abändern, daß man für beide Polzahlen eine Sternschaltung erhält. Das Schaltungsschema zeigen die Fig. 163a und b. Für die kleine Polzahl ist es dem der Fig. 162a vollständig gleich, da man die beiden Sternpunkte ohne etwas zu ändern auch miteinander verbinden kann.

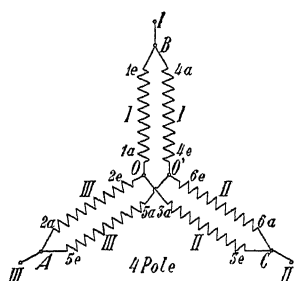


Fig. 163a.

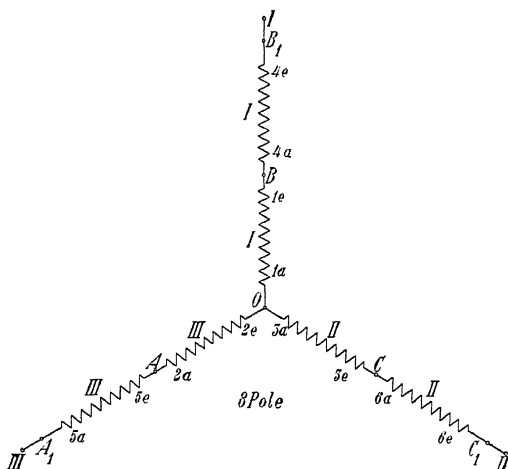


Fig. 163b.

Der Übergang zur doppelten Polzahl wird hier durch Öffnung des Sternpunktes O' und Verlegung der Stromzuführungen erreicht. Macht man den Wicklungsschritt gleich der kleinen Polteilung, so wird

$$f_{1(2P)} = 0,826,$$

$$f_{1(P)} = 0,676,$$

und der Magnetisierungsstrom für die große Polzahl ist

$$\left(\frac{0,676}{0,823} \right)^2 \approx \frac{2}{3}$$

von dem für die kleine Polzahl, der Kurzschlußstrom der vierte Teil, ebenso die maximale Leistung.

In Fig. 164 sind die Arbeitsdiagramme eines Motors von Bruce Peebles & Co. in Edinburgh dargestellt, der eine Wellenwicklung nach der zuletzt beschriebenen Art für 16 und 32 Pole besitzt, bei der die Phasen für die kleine Polzahl $\frac{1}{3}$ der Polteilung, für die große Polzahl $\frac{2}{3}$ der Polteilung bedecken. Er leistet

125 PS	bei	375 Umdr.	u.	500 Volt	$\eta = 93\%$	$\cos\varphi = 0,82$
65 "	"	187 "	"	500 "	$\eta = 86\%$	$\cos\varphi = 0,80.$

Bei 16 Polen ist	$J_{01} = 72$	$J_{k1} = 1250$
„ 32 „ „	$J_{02} = 41$	$J_{k2} = 292$
	$\frac{J_{02}}{J_{01}} = 0,57$	$\frac{J_{k2}}{J_{k1}} = 0,234$

Die maximalen Leistungen sind 490 bzw. 107 PS.

Bei der Umschaltung von der großen auf die kleine Polzahl oder umgekehrt würde sich jedesmal ein großer Stromstoß ergeben. Im ersten Falle würde der Motor beim Umschalten mit ca. 50% Schlüpfung untersynchron laufen und als Motor einen sehr großen wattlosen Strom aufnehmen, im umgekehrten Falle läuft er ca. 100% übersynchron und nimmt als Generator ebenfalls einen sehr großen wattlosen Strom auf.

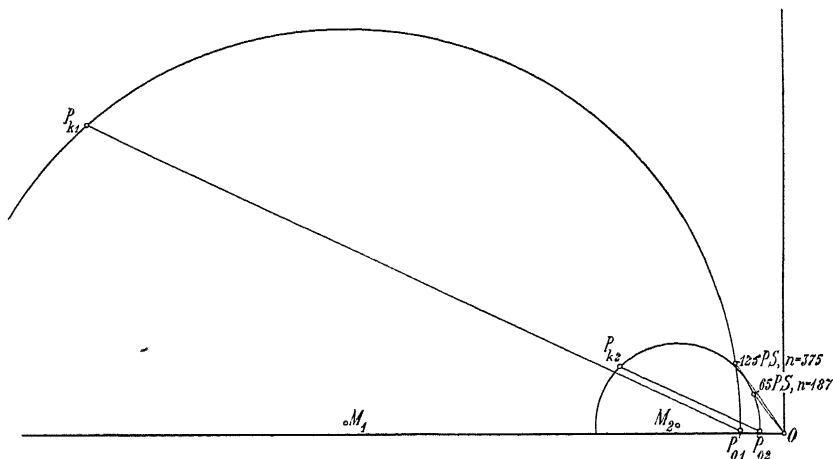


Fig. 164. Arbeitsdiagramme für einen Motor mit Polumschaltung (Wellenwicklung, 16 und 32 Pole).

Häufig stellt man vor der Ingangsetzung des Motors die betreffende Polzahl ein und schaltet mit Widerständen im Rotor um.

Die Rotorwicklung kann ebenso wie die Statorwicklung als umschaltbare Mehrphasenwicklung ausgeführt werden und erhält somit bei zwei Polzahlen meist sechs Schleifringe. Bei vier Polzahlen kann ein Schleifring beiden Wicklungen gemeinsam sein, es sind also 11 Schleifringe erforderlich.

Eine Käfigwicklung eignet sich für die Polumschaltung besonders gut, weil sie gar keine Umschaltung erfordert. Ein Beispiel für die Anwendung einer Käfigwicklung für Polumschaltung mit vier Geschwindigkeitsstufen sind die neuen Lokomotiven der Simplon-Bahn von der Akt.-Ges. Brown, Boveri & Co. Um den

nötigen Widerstand für das Anfahren in die Käfigwicklung zu verlegen, ohne daß der Wirkungsgrad beim Lauf allzu sehr verringert wird, ist die Käfigwicklung mit eingeschalteten Lamellen (siehe Bd. III, Fig. 194) versehen. Die Lamellen sind als Ventilationsflügel ausgebildet. Es ist so viel Widerstand in sie verlegt, daß sie sich beim Anfahren auf ca. 200° erhitzen und der gesamte Widerstand des Käfigankers um ca. 40 % steigt. Sobald der Motor in Gang kommt, kühlen sich die Lamellen durch die Ventilatorwirkung schnell ab.

Bei Käfigankern ist auf die Ausbildung der Oberfelder (siehe Kap. IX) besonders Rücksicht zu nehmen. Sie sind bei den Spulenwicklungen nach Dahlander und bei den Wicklungen mit verkürzten Schritten sehr groß und bewirken daher Sattelbildung in der Drehmomentkurve. Für eine Spulenwicklung nach Dahlander ist z. B. für die kleine Polzahl das fünfte Oberfeld, das invers rotiert, sehr groß (s. Bd. III, S. 320).

Bei einem Motor mit Käfiganker und einer solchen Wicklung für 500 und 250 Umdr. beobachtete Herr Dipl.-Ing. K. Schnetzler, daß der Motor nur ein sehr kleines Anlaufdrehmoment hatte und gegen das Grundfeld angetrieben bis auf ca. 80—90 Touren lief, d. h. er strebte nach Synchronismus mit dem fünften Oberfeld für die kleine Polzahl, die bei 100 Umdr. liegt.

Bei Anwendung von Käfigankern muß bei der Umschaltung die Klemmenspannung des Motors mit einem regelbaren Transformator herabgesetzt werden.

Dreizehntes Kapitel.

Anlassen und Tourenregelung der einphasigen Induktionsmotoren.

66. Verfahren zum Anlassen einphasiger Induktionsmotoren. — 67. Anlaufdrehmoment und Anlaufstrom eines Einphasenmotors. — 68. Das Verhalten eines einphasigen Induktionsmotors mit Anlaßvorrichtung beim Anlauf. — 69. Tourenregelung einphasiger Induktionsmotoren.

66. Verfahren zum Anlassen einphasiger Induktionsmotoren.

Da der einphasige Induktionsmotor als solcher kein Anlaufdrehmoment hat, sind Anlaßvorrichtungen erforderlich, um ihn in Gang zu setzen. Wir können unterscheiden:

- a) mechanische Anlaßvorrichtungen,
- b) Anlaßvorrichtungen zur Erzeugung eines Drehfeldes beim Anlauf durch Anwendung einer Hilfswicklung,
- c) Anlassen durch Anwendung eines Rotors mit Kommutator und Kurzschlußvorrichtung.

a) **Mechanische Anlaßvorrichtungen.** Wie aus der Drehmomentkurve Fig. 76 ersichtlich ist, wächst das Drehmoment von Null mit zunehmender Geschwindigkeit schnell an. Wenn man daher den Rotor auf mechanische Weise auf eine gewisse Geschwindigkeit bringt, z. B. bei kleinen Motoren von Hand oder bei größeren Motoren durch Antrieb von der Transmission oder mittels eines direkt gekuppelten Motors, wozu z. B. bei einem Umformer die Gleichstrommaschine benutzt werden kann, so wird der Motor nach Einschalten des Stromes ein genügend großes Drehmoment besitzen, um selbsttätig den Betrieb zu übernehmen. Diese Art des Anlassens ist jedoch nur in besonderen Fällen ausführbar.

Hat der Rotor eine Kurzschlußwicklung, so muß beim Einschalten eine Drosselspule vor den Stator geschaltet sein, die beim Betrieb kurzgeschlossen wird. Denn wenn man den Rotor selbst bis zu Synchronismus antreibt, würde doch der Stromstoß beim direkten Einschalten im ersten Augenblick sehr groß. Es bedarf erst einer gewissen Zeit, bis das Statorfeld sich ausbildet, und erst nach dieser

Zeit kann das Querfeld entstehen und eine Gegen-EMK im Rotor induzieren, die den Stromstoß verkleinert.

b) **Anlaßvorrichtungen zur Erzeugung eines Drehfeldes.** Um beim Anlauf ein Drehfeld zu erhalten, wird, wie auf S. 11 erläutert wurde, neben der Hauptwicklung auf dem Stator noch eine um 90 elektrische Grade räumlich verschobene Hilfswicklung angeordnet. Sie erzeugt ein Querfeld, das gegen das Feld der Hauptwicklung um eine halbe Polteilung räumlich verschoben ist. Zeitlich müssen die beiden von Haupt- und Hilfswicklung erzeugten Felder ebenfalls in der Phase verschoben sein, weil sie sich sonst wieder zu einem Wechselfeld zusammensetzen würden. Es muß daher der Hilfswicklung eine Spannung von anderer Phase zugeführt werden als der Hauptwicklung. Um die Wechselspannung des Netzes in Komponenten verschiedener Phase zu zerlegen, gibt es verschiedene Verfahren. Einige der wichtigsten Anordnungen sollen nachfolgend besprochen werden.

1. Erzeugung der Phasenverschiebung durch Einschalten möglichst verschiedener Impedanzen in oder vor die Wicklungen.

Die einfachste Anordnung, die Phasenverschiebung durch Vorschalten von Impedanzen zu erzeugen, ist die Anordnung nach Tesla (Fig. 165).

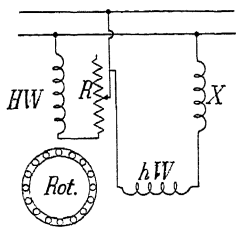


Fig. 165. Anlaßschaltung nach Tesla.

Die Hauptwicklung HW und Querwicklung (Hilfswicklung) hW sind parallel an das Netz angeschlossen, erstere unter Vorschaltung eines Widerstandes R , letztere unter Vorschaltung einer Drosselspule X oder eines Kondensators. Der Rotor ist in Fig. 165 als Käfiganker gezeichnet. Er kann jedoch auch als Phasenanker mit Schleifringen und Anlaßwiderständen ausgeführt werden, bei deren Anwendung der Widerstand R in der Statorhauptwicklung fortgelassen werden kann. Die

Statorhauptwicklung wird meist bei Einphasenmotoren nur auf $\frac{2}{3}$ der Polteilung verteilt, sie bildet also zwei hintereinander geschaltete Phasen eines Dreiphasenmotors. In das freibleibende Drittel wird die Hilfswicklung gelegt.

Wird die Hilfswicklung nach Inbetriebsetzung des Motors abgeschaltet, so kann sie bei kleinerem Querschnitt eine größere Windungszahl erhalten als die Hauptwicklung. Meist verwendet man jedoch einen gewöhnlichen Dreiphasenmotor, in dem alle Phasen gleiche Windungszahl haben, und schaltet häufig nach dem Anlauf die Hilfswicklung parallel zur Hauptwicklung. Hierbei muß die eine

Hälfte der Hauptphase umgekehrt werden, und das Hauptfeld wird bei der Umschaltung um 90° gedreht. Fig. 166 zeigt die Verbindung der drei Phasen beim Anlauf, Fig. 167 beim Lauf.

Die alten Motoren von Tesla hatten ausgeprägte Pole. Eine andere Anordnung nach demselben Prinzip, die Tesla benutzte, bestand darin, daß die Reaktanz X (s. Fig. 165) in die Hilfswicklung selbst verlegt wurde. Zu dem Zwecke wurde die Hilfswicklung auf

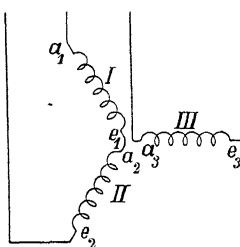


Fig. 166.

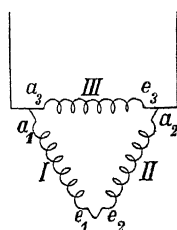


Fig. 167.

langen Polen in Eisen eingebettet gewickelt, während die Hauptwicklung auf kurze Pole gewickelt wurde und eine kleine Reaktanz hatte.

Bei dem Einphasenmotor von Heyland¹⁾ ist ebenfalls die Reaktanz in die Hilfswicklung selbst verlegt, und zwar ist der Stator hier nicht gleichmäßig gestanzt. Die Hauptwicklung ist auf

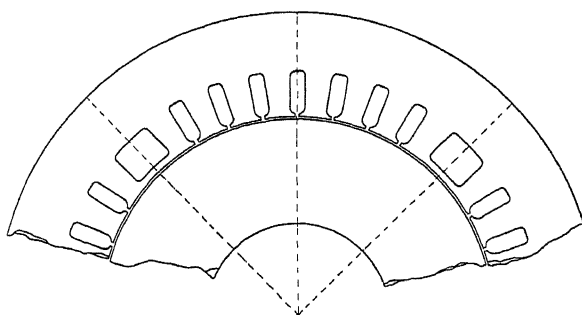


Fig. 168. Statorblech des Einphasenmotors von Heyland.

etwa $\frac{2}{3}$ des Polbogens in Nuten verteilt, während für die Hilfswicklung nur eine große Nut pro Pol vorgesehen ist, die zur Erhöhung der Reaktanz einen starken geschlossenen Steg besitzt. Fig. 168 zeigt den Nutenschnitt eines Stators nach Heyland.

2. Erzeugung der Phasenverschiebung durch Parallelschaltung von Impedanzen zu den Wicklungen.

Bei der Parallelschaltung von Impedanzen zu den Wicklungen schaltet man entweder Haupt- und Hilfswicklung hintereinander, wobei zu der einen ein Widerstand, zur anderen eine Drosselspule

¹⁾ ETZ 1897 S. 523.

parallel geschaltet ist oder auch nur zu der Hilfswicklung ein Widerstand parallel geschaltet ist, wie Fig. 169 zeigt.

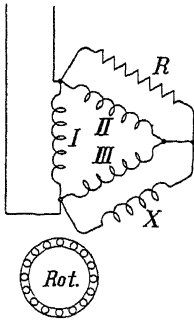


Fig. 169. Anlaufschaltung von Steinmetz.

Man verwendet nach den Patenten von Steinmetz¹⁾ am besten eine dreiphasige Wicklung auf dem Stator, die in Dreieck oder in Stern geschaltet sein kann. Fig. 169 zeigt eine Dreieckschaltung mit den drei Wicklungen I, II und III. Zu II ist ein Widerstand R , zu III eine Reaktanz X parallel geschaltet. Statt dessen kann man auch Widerstand und Kapazität oder Kapazität und Drosselspule oder auch nur eines dieser Mittel allein verwenden. Die Wicklung I wirkt hier als Hauptwicklung, die Wicklungen II und III, in denen phasenverschobene Ströme fließen, teils als Hauptwicklung, teils als Hilfswicklung. Die Parallelschaltung eines Kondensators wird von Steinmetz²⁾ auch dazu verwendet, die Phasenverschiebung des Motors beim Lauf zu kompensieren. Hierbei wird der Kondensator transformatorisch mit der Wicklung verbunden,

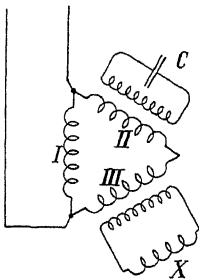


Fig. 170. Kondensatormotor von Steinmetz.

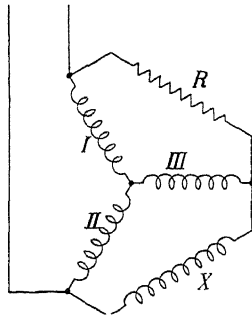


Fig. 171.

wie Fig. 170 zeigt, um einerseits am Kondensator eine höhere Spannung und kleineren Strom zu haben und dadurch die Kosten des Kondensators zu verringern, andererseits, um die höheren Harmonischen des Kondensatorstromes zu dämpfen, die bei nicht sinusförmiger Spannungs-

kurve die Kompensierung der Phasenverschiebung illusorisch machen würden.

Bei der Dreieckschaltung ist der Kurzschlußstrom des Motors sehr groß, und um ihn herunter zu setzen, ist es nötig, noch Vorschaltwiderstände vor den ganzen Motor oder in den Rotor zu schalten. Einen kleineren Kurzschlußstrom erhält man, wenn man beim Anlauf die drei Statorwicklungen in Stern schaltet, wie Fig. 171 zeigt, und sie beim Lauf in Dreieck umschaltet, wie oben in Fig. 167 dargestellt worden ist.

¹⁾ Amerikan. Patent Nr. 620 988 und Nr. 620 989 (1895).

²⁾ Amerikan. Patent Nr. 602 920/21.

3. Erzeugung eines phasenverschobenen Stromes nach Ferraris-Arnö.

Diese Methode beruht auf der Umformung eines Einphasenstromes in Mehrphasenstrom (s. W. T. Bd. II, S. 122).

Da ein leerlaufender einphasiger Induktionsmotor ein Drehfeld besitzt (s. Kap. VIII S. 158), wird in seiner Hilfswicklung eine um 90° gegen die Klemmenspannung phasenverschobene EMK induziert. Sie wird zur Speisung der Hilfswicklungen anderer in derselben Anlage befindlicher Induktionsmotoren verwendet, so daß diese als Zweiphasenmotoren anlaufen. Dieses System hat sich nur wenig eingebürgert.

Dr. M. Corsepius¹⁾ hat den als Phasenumformer dienenden Hilfsmotor mit dem Arbeitsmotor in einer Maschine vereinigt, indem er der Maschine zwei Läufer gibt, einen drehbar auf der Welle gelagerten „Hilfsläufer“ und einen festgekeilten Hauptläufer. Ersterer besitzt eine Kurzschlußwicklung, letzterer Schleifringe. Entsprechend den beiden Läufern hat der Stator zwei Haupt- und zwei Hilfswicklungen, die auf getrenntem oder gemeinschaftlichem Statoreisen untergebracht sind. Es wird nun zunächst der Hilfsläufer leer angelassen, indem seiner Statorhaupt- und Hilfswicklung nach der unter Gruppe B. 1. beschriebenen Methode Strom zugeführt wird. Sobald er anläuft, wird die Hilfswicklung abgeschaltet, und der Hilfsrotor läuft als Einphasenmotor leer auf Synchronismus. Um nun den Hauptrotor anzulassen, werden die beiden Hilfsstatorwicklungen hintereinander geschaltet und die zweite Hauptstatorwicklung an das Netz angeschlossen, so daß die Anlaufverhältnisse für den Hauptrotor nun wie beim Mehrphasenmotor sind. Hierdurch vermag der Motor mit Überlast in Gang gesetzt zu werden. Dieser gute Anlauf wird allerdings durch eine große Verteuerung der ganzen Maschine erkauft, so daß der Motor nur in besonderen Fällen ausgeführt werden kann. Die Elektrizitätsgesellschaft E. H. Geist in Köln hat einige Motoren nach Corsepius ausgeführt.

c) Anlassen durch Anwendung eines Rotors mit Kommutator und Kurzschlußvorrichtung. Weite Verbreitung hat diese Anlaufmethode durch die nach den Patenten von E. Arnold²⁾ von der Wagner Electr. Mfg. Co. in St. Louis gebauten Motoren gefunden.

Diese Motoren laufen als Repulsionsmotoren an und, sobald sie in die Nähe der synchronen Geschwindigkeit gelangt sind, etwa bei 10 % Schlüpfung, schließt eine auf der Welle befindliche automatische Kurzschlußvorrichtung die einzelnen Kommutatorlamellen

¹⁾ s. ETZ 1903 S. 1012; Elektr. Bahnen und Betriebe 1905, S. 633.

²⁾ Amerik. Pat. Nr. 525362 und Nr. 562365 vom 11. Januar 1893.

kurz, während gleichzeitig die Bürsten vom Kommutator abgehoben werden, so daß die Maschine als Induktionsmotor mit kurzgeschlossenem Rotor weiterläuft.

Diese Maschine gehört daher beim Anlauf zu den Kommutatormotoren und bezüglich der Wirkungsweise beim Anlauf wird auf den zweiten Teil von Bd. V, Kapitel: „Theorie und Wirkungsweise des Repulsionsmotors“ verwiesen.

Der Kommutator braucht aber hier nur für den Anlauf dimensioniert zu werden, und da die Bürsten im Betrieb abgehoben sind, ist die Abnutzung des Kommutators sehr gering. In der Einfachheit der Bedienung beim Anlauf sind diese Maschinen auch den mehrphasigen Induktionsmotoren überlegen, und daher werden sie in den Vereinigten Staaten auch häufig an Mehrphasennetze angeschlossen.

Eine Modifikation dieser Maschine hat Schüler¹⁾ angegeben, indem er die Rotorwicklung außer an einen Kommutator auch an Schleifringe anschließt, um Widerstände in die Wicklung einzuschalten und so den Stromstoß und das Drehmoment zu regeln. Die Kurzschließung erfolgt dann nicht automatisch, sondern stufenweise mittels der Widerstände.

67. Anlaufdrehmoment und Anlaufstrom eines Einphasenmotors.

Wir betrachten nun die Anlaufvorrichtungen zur Erzeugung eines Drehfeldes. Jedes der beiden bei Stillstand erzeugten Felder, Φ_1 in der Hauptachse und Φ_4 in der Querachse, induziert einen Rotorstrom, der in der Achse dieses Feldes magnetisiert, und jeder Rotorstrom bildet mit dem Feld in der dazu senkrechten Achse ein Drehmoment. Die Summe dieser beiden Drehmomente ergibt das resultierende Drehmoment beim Anlauf.

Hierbei haben wir zunächst zu unterscheiden, ob ein Feld in der Querachse denselben Rotorstrom erzeugt wie dasselbe Feld in der Hauptachse oder nicht, d. h. ob die Streuung des Rotors gegenüber der Hilfswicklung ebenso groß ist wie gegen die Hauptwicklung. Gleiche Streuung des Rotors gegenüber beiden Statorwicklungen setzt eine gleiche Verteilung der Haupt- und Hilfswicklung voraus, d. h. eine zweiphasige Statorwicklung.

Dieser Fall, der früher häufiger, jetzt seltener vorkommt, ist der einfachere. Wir betrachten ihn zunächst.

Die Hilfswicklung braucht nicht dieselbe Windungszahl zu haben wie die Hauptwicklung. Sie kann z. B. eine größere Anzahl

¹⁾ ETZ 1903 S. 565.

Windungen als die Hauptwicklung von entsprechend dünnerem Draht haben. Wir reduzieren daher alle Größen des Rotors auf die Windungszahl w_1 der Statorhauptwicklung. Als Kennzeichen erhalten die reduzierten Größen wie früher einen Strich (').

Dann ist die von dem Felde Φ_1 in der Rotorwicklung induzierte EMK

$$E_2' = E_1 = \pi \sqrt{2} c w_1 f_1 \Phi_1 10^{-8}.$$

Der Rotorstrom J_2 , der in der Achse des Feldes Φ_1 magnetisiert, ist auf die Hauptwicklung reduziert gleich

$$J_2' = \frac{E_1}{\sqrt{r_1'^2 + x_1'^2}}$$

und um $\frac{\pi}{2} + \psi_2$ gegen Φ_1 verzögert.

Das Querfeld Φ_4 induziert in der Rotorwicklung eine EMK, die auf die Hauptwicklung reduziert gleich

$$E_4' = \pi \sqrt{2} c w_1 f_1 \Phi_4 10^{-8} \text{ ist.}$$

Der Rotorstrom J_3 , der in der Achse des Querfeldes magnetisiert, ist auf die Hauptwicklung reduziert gleich

$$J_3' = \frac{E_4'}{\sqrt{r_2'^2 + x_2'^2}}$$

und um $\frac{\pi}{2} + \psi_2$ gegen Φ_4 verzögert.

Ist nun Φ_4 gegen Φ_1 um den Winkel α phasenverzögert, so ist auch E_4' gegen E_1 und J_3 gegen J_2 um den Winkel α phasenverzögert, wie das Vektordiagramm (Fig. 172) zeigt.

Es ist nun das Drehmoment zwischen dem Strom J_2 und dem Feld Φ_4

$$\vartheta_1 = p \frac{\Phi_4}{\sqrt{2}} J_2' w_1 f_1 \cos(J_2 \Phi_4)$$

und ebenso zwischen J_3 und Φ_1

$$\vartheta_2 = p \frac{\Phi_1}{\sqrt{2}} J_3' w_1 f_1 \cos(J_3 \Phi_1)$$

und somit das resultierende Anlaufmoment

$$\vartheta_A = p \frac{w_1 f_1}{\sqrt{2}} [\Phi_4 J_2' \cos(J_2 \Phi_4) + \Phi_1 J_3' \cos(J_3 \Phi_1)] \quad (189)$$

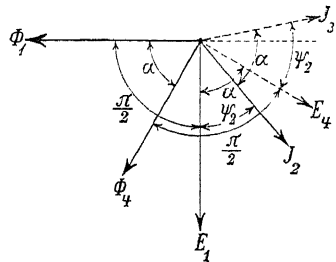


Fig. 172. Vektordiagramm.

Ferner ist

$$\frac{J_2'}{J_3'} = \frac{E_1}{E_4'} = \frac{\Phi_1}{\Phi_4}$$

und daher

$$J_2' \Phi_4 = J_3' \Phi_1.$$

Nach Fig. 172 ist

$$\sphericalangle (J_2 \Phi_4) = \left(\frac{\pi}{2} - \alpha + \psi_2 \right)$$

und

$$\sphericalangle (J_3 \Phi_1) = \left(\alpha + \psi_2 - \frac{\pi}{2} \right).$$

Hieraus ergibt sich

$$\vartheta_A = 2 J_2' w_1 f_1 \frac{\Phi_4 p}{\sqrt{2}} \cos \psi_2 \sin \alpha.$$

Setzen wir

$$J_2' \cos \psi_2 = \frac{E_1 r_2'}{r_2'^2 + x_2'^2}$$

und

$$\Phi_4 = \frac{E_4'}{\pi \sqrt{2} c w_1 f_1},$$

so wird

$$\vartheta_A = \frac{2 E_1 E_4'}{\frac{2 \pi c}{p}} \sin \alpha \frac{r_2'}{r_2'^2 + x_2'^2}.$$

Da $\frac{2 \pi c}{p}$ die synchrone Winkelgeschwindigkeit ω ist, ist das Anlaufdrehmoment in synchronen Watt

$$W_A = \frac{2 \pi c}{p} \vartheta_A = 2 E_1 E_4' \frac{r_2'}{r_2'^2 + x_2'^2} \sin \alpha. \quad (190)$$

Sind Haupt- und Querfeld gleich groß und um 90° phasenverschoben, so wird

$$E_1 = E_4'$$

und

$$\sin \alpha = 1.$$

Das Drehmoment ist dann

$$\vartheta_A = 2 E_1^2 \frac{r_2'}{r_2'^2 + x_2'^2} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (191)$$

Das ist das Anlaufdrehmoment des Zweiphasenmotors.

Bei dem Mehrphasenmotor entspricht das Anlaufdrehmoment der ganzen bei Stillstand auf den Rotor übertragenen Leistung, bei dem Einphasenmotor mit Hilfswicklung dagegen nur einem Teil dieser Leistung. Diese ist

$$(E_1^2 + E_4'^2) \frac{r_2'}{r_2'^2 + x_2'^2}.$$

Daher können wir das Verhältnis der als Drehmoment ausgenützten Leistung zu der ganzen auf den Rotor übertragenen Leistung als Güteverhältnis der Anlaßvorrichtung bezeichnen. Es wird

$$g_A = \frac{2 E_1 E_4' \sin \alpha}{E_1^2 + E_4'^2} \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \quad (192)$$

Obwohl man im allgemeinen mittels Drosselspulen bei einem Einphasenmotor nicht 90° Phasenverschiebung zwischen Φ_1 und Φ_4 erzeugen kann, könnte man dennoch das Anlaufdrehmoment gleich dem des Mehrphasenmotors oder größer machen, wenn man $\Phi_4 > \Phi_1$ und $E_4' = \frac{E_1}{\sin \alpha}$ oder größer macht. Dies erfordert aber einen größeren Aufwand an totaler auf den Rotor übertragener Leistung als beim Mehrphasenmotor, denn es bleibt hierbei g_A stets kleiner als 1.

Wie aus der Formel hervorgeht, ist in diesem Fall

$$g_A \leq \frac{2}{1 + \frac{1}{\sin^2 \alpha}}.$$

Setzen wir in Gl. 190

$$\frac{E_1}{\sqrt{r_2'^2 + x_2'^2}} = J_2',$$

d. h. gleich dem Rotorstrom, der in der Hauptachse magnetisiert, und

$$\frac{E_4'}{\sqrt{r_2'^2 + x_2'^2}} = J_3',$$

d. h. gleich dem Rotorstrom, der in der Hilfsachse magnetisiert, so ist durch die Ströme ausgedrückt

$$W_A = 2 J_2' J_3' r_2' \sin \alpha.$$

Als Verhältnis der Rotorströme zu den entsprechenden Statorströmen bei Stillstand erhalten wir in der Hauptachse

$$J_2' = \frac{J_1}{C_2},$$

in der Hilfsachse

$$J_3' = \frac{J_4'}{C_2},$$

worin C_2 den Betrag einer komplexen Zahl \mathbb{C}_2 bedeutet und etwas größer als 1 ist.

Wir können daher auch setzen

$$W_A = \frac{2 J_1 J_4'}{C_2^2} r_2' \sin \alpha.$$

Hierin sind noch alle Größen auf die Windungszahl der Statorhauptwicklung reduziert. Der wirkliche Strom J_4 in der Hilfsphase ist

$$J_4 = \frac{J'_4}{u},$$

worin u das Verhältnis der Windungszahlen von Hilfs- und Hauptwicklung ist:

$$u = \frac{w_4 f_4}{w_1 f_1}.$$

Daher ist

$$W_A = 2 J_1 J_4 u \frac{r_2'}{C_2^2} \sin \alpha \quad . \quad . \quad . \quad (193)$$

Bezeichnen wir die Klemmenspannungen an der Haupt- und Hilfswicklung mit P_1 und P_4 , so ist

$$P_1 = J_1 z_k$$

und

$$P_4 = J_4 z_k u^2,$$

da ja in der Hilfsphase bei u mal so viel Windungen und entsprechend $\frac{1}{u}$ fachen Querschnitt bei gleicher Verteilung die Kurzschlußimpedanz u^2 mal so groß ist wie in der Hauptphase.

Hiermit ist

$$W_A = 2 \frac{P_1 P_4}{u} \frac{r_2'}{C_2^2 z_k^2} \sin \alpha \quad . \quad . \quad . \quad (194)$$

Es soll nun mit Hilfe dieser Beziehungen die Berechnung des Anlaufdrehmomentes für einige wichtige Schaltungen gezeigt werden.

Zuerst betrachten wir die Vorschaltung von Impedanzen vor die Wicklungen nach Fig. 165.

a) Anlaufdrehmoment eines Motors mit vorgeschalteten Impedanzen ohne regulierbaren Rotorwiderstand. Vor die Hauptwicklung sei ein Widerstand R und vor die Hilfswicklung eine Reaktanz X geschaltet. Wir nehmen zunächst an, r_2 sei gegeben, etwa wie bei einem Käfiganker. Wir wollen nun das maximale Drehmoment ermitteln, das bei einem gegebenen Verhältnis u der Windungszahlen erreicht werden kann, ohne auf die Größe des Anlaufstromes Rücksicht zu nehmen.

Betrachten wir das Vektordiagramm (Fig. 173). Hier ist der Kurzschlußstrom der Hauptphase, wenn die Hauptwicklung direkt an der Netzspannung P liegt, $\overline{OP_k} = J_k = \frac{P}{\sqrt{r_k^2 + x_k^2}}$ unter dem Winkel $\varphi_k = \arctg \frac{x_k}{r_k}$ gegen die Ordinatenachse aufgetragen.

Für die Hilfswicklung können wir nun ebenso auf der Ordinatenachse $\overline{OB} = \frac{P}{u^2 r_k}$ auftragen und einen Kreis über \overline{OB} als Durchmesser konstruieren. Der Strahl \overline{OP}_k schneidet diesen Kreis in P_q , und es ist

$$\overline{OP}_q = \overline{OB} \cos \varphi_k = \frac{P \cos \varphi_k}{u^2 r_k}.$$

Es ist somit

$$\overline{OP}_q = \frac{P}{u^2 z_k},$$

d. h. gleich dem Kurzschlußstrom J_{4k} bei direktem Anschluß der Hilfsphase an die Klemmenspannung P , und es verhält sich

$$\frac{\overline{OP}_q}{\overline{OP}_k} = \frac{1}{u^2}.$$

Schalten wir vor die Hilfswicklung eine Drosselspule von der Reaktanz X , so bewegt sich P_q auf dem ausgezogenen Stück des Kreises $P_q P_4 O$, und es ist ebenso zu beweisen wie oben, daß für einen Punkt P_4 die Horizontale $\overline{P_4 Z}$ von dem Strahl \overline{OP}_q im Verhältnis

$$\frac{\overline{P_4 X}}{\overline{X Z}} = \frac{X}{x_k}$$

geteilt wird.

Hieraus sehen wir, daß die mit einer Drosselspule erreichbare Phasenverschiebung $\alpha = \sphericalangle (P_1 O P_4)$ zwischen J_1 und J_4 stets kleiner als 90° ist.

Macht man die Reaktanz X negativ, d. h. verwendet man einen Kondensator, so bewegt sich P_4 auf dem gestrichelten Teil des Kreises um M_4 . Mit einem Kondensator läßt sich also eine Phasenverschiebung von 90° erzielen, wobei P_4 auf den Halbkreis rechts von \overline{OB} zu liegen kommt.

Wir beschränken uns zunächst auf die Drosselspule.

Für einen beliebigen Strom in der Hauptwicklung $J_1 = \overline{OP}_1$ erhalten wir das Maximum des Produktes $J_1 J_4 \sin \alpha$, wenn $J_4 \sin \alpha$ ein Maximum ist. Dieses finden wir, da $J_4 = \overline{OP}_4$ sich auf dem Kreis um M_4 bewegt, wenn wir P_4 als Schnittpunkt des Kreises mit der Senkrechten von M_4 auf den angenommenen Strom \overline{OP}_1 wählen. Es ist $\overline{P_4 N} = J_4 \sin \alpha$ in diesem Falle der größte Wert, den $J_4 \sin \alpha$ für $J_1 = \overline{OP}_1$ haben kann. Wir wollen die Bedingung für dieses relative Maximum ermitteln.

Fällen wir eine Senkrechte $\overline{M_4 L}$ auf \overline{OP}_4 , so sind die rechtwinkligen Dreiecke $P_4 M_4 L$ und $P_4 N O$ ähnlich, d. h.

$$\sphericalangle P_4 M_4 L = \sphericalangle P_4 O P_1 = \alpha.$$

Daher ist

$$J_4 = OP_4 = 2 \overline{P_4 M_4} \sin \alpha = \overline{OB} \sin \alpha = \frac{P}{u^2 r_k} \sin \alpha.$$

Da ferner auch

$$\sphericalangle (LM_4 O) = \alpha$$

ist, ist

$$\sphericalangle (LOM_4) = \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right)$$

und

$$\sphericalangle (M_1 OP_4) = \frac{\pi}{2} - \sphericalangle (LOM_4) = \alpha$$

und

$$\sphericalangle (M_1 OP_1) = 2\alpha.$$

Daher ist

$$J_1 = \overline{OP_1} = \overline{OA} \cos 2\alpha = \frac{P}{x_k} \cos 2\alpha.$$

Hiermit wird

$$J_1 J_4 u \sin \alpha = \frac{P^2}{u r_k x_k} \sin^2 \alpha \cos 2\alpha$$

und das Drehmoment eines Motors bei Anlauf bei gegebenem Widerstand r_2

$$W_A = \frac{2 P^2 r_2'}{u r_k x_k C_2^2} \sin^2 \alpha \cos 2\alpha. \quad . \quad . \quad . \quad (195)$$

Bei gegebenem Rotorwiderstand r_2 und Übersetzungsverhältnis u ist hierin nur noch α veränderlich. Wir erhalten das Maximum von W_A , wenn das Produkt $\sin^2 \alpha \cos 2\alpha$ ein Maximum wird, d. h. für $\alpha = 30^\circ$.

Dann wird

$$\sin^2 \alpha = \frac{1}{4},$$

$$\cos 2\alpha = \frac{1}{2},$$

$$\sin^2 \alpha \cos 2\alpha = \frac{1}{8}$$

und das erreichbare größte Anlaufdrehmoment

$$W_{A \max} = \frac{1}{4} \frac{P^2 r_2'}{u r_k x_k C_2^2}. \quad . \quad . \quad . \quad (196)$$

Damit dies überhaupt möglich ist, muß, da ja $\sphericalangle AOP_4 = \alpha$ ist und gleich 30° werden soll,

d. h.:

$$\varphi_k \leq 60^\circ$$

sein.

$$\cos \varphi_k \geq 0,5$$

Dieser Wert ist nur mit Käfigankern mit verhältnismäßig großem Rotorwiderstand oder durch Einschalten von Widerstand in einen Rotor mit Schleifringen zu erreichen. Nehmen wir einen

Käfiganker mit $\varphi_k = 60^\circ$ an, so wird zur Erreichung des maximalen Drehmomentes die vor die Hilfswicklung zu schaltende Reaktanz

$$X = 0.$$

Der Widerstand vor der Hauptwicklung ergibt sich daraus, daß

$$J_1 = \frac{P}{x_k} \cos 2\alpha$$

oder mit $\alpha = 30^\circ$

$$J_1 = \frac{P}{2x_k}$$

werden soll. Da nun

$$J_1 = \frac{P}{\sqrt{(R+r_k)^2 + x_k^2}}$$

ist, muß

$$(R+r_k)^2 + x_k^2 = 4x_k^2$$

sein, oder

$$R + r_k = \sqrt{3} x_k,$$

$$R = \sqrt{3} x_k - r_k \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (197)$$

Der Strom in der Hauptwicklung wird in diesem Falle $J_1 = \frac{P}{2x_k}$, während der Strom in der Hilfswicklung

$$J_4 = \frac{P}{u^2 r_k} \sin \alpha = \frac{P}{2u^2 r_k}$$

wird.

Der gesamte Anlaufstrom ist daher

$$\begin{aligned} J_A &= \sqrt{J_1^2 + J_4^2 + 2J_1 J_4 \cos \alpha} \\ &= P \sqrt{\frac{1}{4x_k^2} + \frac{1}{4(u^2 r_k)^2} + \frac{1}{4x_k r_k u^2}} \quad . \quad . \quad (198) \end{aligned}$$

Es ist ersichtlich, daß für dieses Anlaufmoment der Stromstoß sehr groß wird. Da wir $\varphi_k \leq 60^\circ$ angenommen hatten, ist

$$x_k = z_k \sin \varphi_k = \frac{\sqrt{3}}{2} z_k.$$

Daher beträgt der Strom in der Hauptwicklung allein

$$J_1 = \frac{P}{2x_k} = \frac{P}{\sqrt{3} z_k} = \frac{J_k}{\sqrt{3}} = 0,583 J_k$$

mehr als der halbe Kurzschlußstrom, während der Strom in der Hilfswicklung bei dem Windungsverhältnis u gleich dem vollen Kurzschlußstrom dieser Wicklung ist.

Aus den Konstanten der Maschine läßt sich nun das Anlauf-

drehmoment berechnen. Um es in Verhältnis zum Vollastdrehmoment zu setzen, müssen wir eine Annahme über r_k , x_k und r_2 machen.

Bei Vollast haben wir einen Strom $J_1 = J_v$. Die dem Motor zugeführte Leistung ist

$$PJ_v \cos \varphi,$$

die Nutzleistung

$$\eta PJ_v \cos \varphi$$

und das Vollastdrehmoment in synchronen Watt

$$\eta PJ_v \frac{\cos \varphi}{\frac{c_r}{c}}.$$

Für einen Motor mit Käfiganker und hohem Rotorwiderstand ($\varphi_k = 60^\circ$) kann $\frac{\eta \cos \varphi}{\frac{c_r}{c}} \sim 0,6-0,7$ angenommen werden.

Nehmen wir an, daß die Reaktanz des Vollaststromes

$$J_v x_k \text{ etwa } 0,173 P$$

und

$$J_v r_k \cong 0,10 P$$

ist, d. h. der Kurzschlußstrom

$$\frac{P}{\sqrt{r_k^2 + x_k^2}} = J_v \frac{1}{\sqrt{0,173^2 + 0,1^2}} = 5 J_v,$$

$$\frac{r_2'}{r_k} \cong 0,7 \quad \text{und} \quad C_2 \cong 1,04$$

ist. Es wird dann nach Gl. 196

$$W_{Amax} = \frac{1}{4} \frac{P_2}{u} \frac{r_2'}{r_k x_k C_2^2} = \frac{1}{4} \frac{P}{u} \frac{J_v}{0,173} \cdot \frac{0,7}{1,04^2} \cong \frac{P}{u} J_v,$$

also $\frac{1}{0,6 u}$ bis $\frac{1}{0,7 u}$ mal so groß wie das Vollastdrehmoment. Für $u = 1$ erhalten wir also höchstens das 1,5 fache Drehmoment beim Anlauf.

Für $u = 1$ wird aber

$$J_4 = J_k,$$

und da

$$J_v = \frac{J_k}{\sqrt{3}}$$

war, wird der Anlaufstrom nach Gl. 198

$$J_A = \sqrt{J_v^2 + J_4^2 + 2 J_v J_4 \cos 30^\circ} = J_k \sqrt{\frac{1}{3} + 1 + \frac{1}{\sqrt{3}}} = 1,38 J_k \\ = 6,9 J_v.$$

Ein so großer Anlaufstrom ist nicht zulässig, und man kann daher bei einem Käfiganker die Anlaßvorrichtung nicht für das maximale Drehmoment einrichten.

Das höchste erreichbare Drehmoment bei gegebenem Strom. Im allgemeinen ist der zulässige Anlaufstrom gegeben. Er soll ein bestimmtes Vielfache, etwa das 1—2fache des normalen Stromes nicht überschreiten. Es ist daher zu untersuchen, wie die Anlaßvorrichtung zu bemessen ist, um für einen gegebenen Strom ein möglichst hohes Drehmoment zu erzielen. Hierfür ist das Verhältnis u der Windungszahlen der Hilfs- und Hauptwicklung maßgebend. Wird u verkleinert, so wächst ja \overline{OP}_q umgekehrt proportional mit u^2 , während das Drehmoment nach Gl. 193 proportional u ist.

In Fig. 173 ist die Diagonale \overline{OP} des aus $\overline{OP}_1 = J_1$ und $\overline{OP}_4 = J_4$ gebildeten Parallelogrammes gleich dem gesamten dem Netz entnommenen Strom J . Der Inhalt des Parallelogramms ist

$$J_1 J_4 \sin \alpha,$$

also dem Drehmoment proportional.

Der Inhalt des Parallelogramms ist auch gleich der Diagonale \overline{OP} multipliziert mit der doppelten Höhe $\overline{P}_1\overline{H}$ des Punktes P_1 über \overline{OP} , die auch gleich $\overline{P}_4\overline{G}$ ist. Bei gegebenem Inhalt ist die Diagonale \overline{OP} am kürzesten, wenn $\overline{P}_1\overline{P}_4$ senkrecht auf \overline{OP} steht, d. h. wenn das Parallelogramm ein Rhombus wird.

Wir haben also $J_1 = J_4$ zu machen.

Ist nun φ_1 der Winkel, um den J_1 gegen die Klemmenspannung verzögert ist, und φ_4 der Winkel zwischen P und J_4 , so ist

$$\sphericalangle P_1 O A = \frac{\pi}{2} - \varphi_1$$

und

$$\overline{P}_1 O = \overline{OA} \cos \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_1 \right) =$$

$$J_1 = \frac{P}{x_k} \sin \varphi_1.$$

Ebenso ist

$$\overline{OP}_4 = \overline{OB} \cos \varphi_4 = J_4 = \frac{P}{u^2 r_k} \cos \varphi_4.$$

Soll $J_1 = J_4$ sein, so muß also

$$\frac{\sin \varphi_1}{x_k} = \frac{\cos \varphi_4}{u^2 r_k}$$

sein.

Hierdurch ist eine Beziehung zwischen den Winkeln φ_1 und φ_4 und dem Übersetzungsverhältnis u gegeben. Nun ist aber das Drehmoment nach Gl. 193

$$W_A = 2 J_1 J_4 u \frac{r_2'}{C_2^2} \sin \alpha$$

in diesem Falle

$$= 2 J_1^2 u \frac{r_2'}{C_2^2} \sin \alpha,$$

worin

$$\alpha = \varphi_4 - \varphi_1$$

ist, und man kann durch Einsetzen der obigen Beziehung eine weitere Bedingung für das Maximum des Drehmomentes ableiten.

Da die Rechnung jedoch umständlich ist, verfährt man einfacher graphisch.

Für jedes Verhältnis u ergibt sich ein neuer Kreis für J_4 , und

es ist stets $\frac{OP_k}{OP_q} = u^2$.

Da für das Rhombus

$$J_1 = \frac{J}{2 \cos \frac{\alpha}{2}}$$

ist, ist auch

$$W_A = J^2 u \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} \frac{r_2'}{C_2^2} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (199)$$

Man hat nun für einen gegebenen totalen Strom J mehrere Kreise für J_4 mit verschiedenem u aufzuzeichnen und für das Rhombus den größten Wert von $u \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}$ zu ermitteln.

Der Widerstand und die Reaktanz, die vorzuschalten sind, ergeben sich, wie früher gezeigt, aus dem Diagramm. Das Maximum verläuft sehr flach, so daß geringe Abweichungen nicht von großem Einfluß sind.

In Fig. 174 sind für den auf Seite 289 angegebenen Motor für einen Anlaufstrom, der das 1,5fache des normalen Stromes beträgt, die aus dieser Konstruktion für verschiedene Übersetzungsverhältnisse u gefundenen Werte von $\operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}$ und $u \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}$ aufgetragen.

Da $\operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}$ nur langsam abnimmt, nimmt $u \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}$ zu, jedoch wenn $u > 2$ geworden ist, nur noch langsam. Der Wert $u = 2,45$ ist der größte, der in diesem Falle überhaupt möglich ist, denn es wird dann für den angenommenen Strom die vor die Hilfswicklung zu schaltende Reaktanz Null.

Hierbei ist

$$u \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} \cong 1,2.$$

Setzen wir

$$J = 1,5 J_v,$$

so wird

$$W_A = 1,5^2 J_v^2 \cdot 1,2 \cdot \frac{r_2'}{C_2^2},$$

und da für diesen Motor nach S. 289

$$J_v r_2' = 0,07 P \quad \text{und} \quad C_2 \cong 1,04$$

ist, ist

$$W_A = 0,175 P J_v,$$

was nach Seite 289 25—30% des Vollastdrehmomentes entspricht.

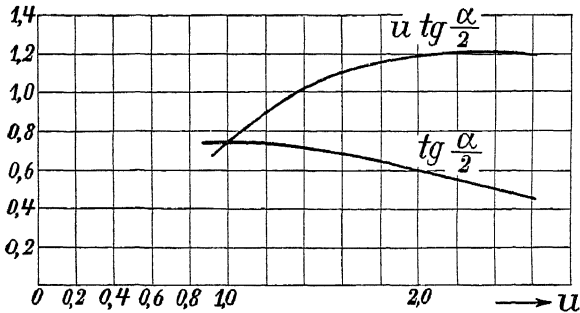


Fig. 174.

b) Anlaufdrehmoment eines Motors mit vorgeschalteten Impedanzen und mit regulierbarem Rotorwiderstand. Bei einem Motor mit regulierbarem Rotorwiderstand (Rotor mit Schleifringen) läßt sich wesentlich mehr erreichen.

Hier wird man den vor die Statorhauptwicklung geschalteten Widerstand entbehrlich zu machen suchen. In diesem Falle ist das Diagramm ähnlich wie Fig. 173, jedoch wird für einen unendlich großen Rotorwiderstand der Statorstrom nicht Null, wie bei unendlich großem Statorwiderstand, sondern er wird gleich dem Magnetisierungsstrom des Stators. Der Ort für den Statorstrom bei veränderlichem Rotorwiderstand ist jetzt ein Kreis (Fig. 175), der durch P_k und P_s geht, wobei $\overline{OP_s}$ gleich dem Magnetisierungsstrom des Stators ist, und dessen Mittelpunkt in bekannter Weise wie für einen Mehrphasenmotor konstruiert werden kann.

Bei Einschaltung von Rotorwiderstand ändert sich C_2 etwas. Man kann aber aus dem Diagramm den Rotorstrom direkt entnehmen, denn für einen Statorstrom $\overline{OP_1}$ ist $\overline{P_1P_s} = \frac{J_2'}{C_1}$.

In diesem Falle wird

$$J_4 \sin \alpha = \frac{\bar{P}_1 \bar{P}_q}{2} \operatorname{tg} \alpha = \frac{J_1}{2 u^2} \operatorname{tg} \alpha,$$

und da

$$\operatorname{tg} \alpha = \operatorname{tg} \left(45^\circ - \frac{\varphi_1}{2} \right)$$

wird, wird

$$\begin{aligned} W_A &= 2 J_1 u J_4 \sin \alpha \frac{R' + r_2'}{C_2^2} \\ &= \frac{J_1^2}{u} \frac{R' + r_2'}{C_2^2} \operatorname{tg} \left(45^\circ - \frac{\varphi_1}{2} \right) \\ &= \frac{J_1'^2 (R' + r_2')}{u} \operatorname{tg} \left(45^\circ - \frac{\varphi_1}{2} \right) \quad . \quad (200) \end{aligned}$$

Da wir jede Phase als einen Transformator mit veränderlichem Sekundärwiderstand ansehen können, gilt für sie das Diagramm des mehrphasigen Asynchronmotors. Das Produkt $J_2'^2 (R' + r_2')$ ist daher proportional dem Abstand des Punktes P_1 von $\bar{P}_s \bar{P}_\infty$. Dieser ist ein Maximum für Punkt U , der auf dem Lot von M_1 auf $\bar{P}_s \bar{P}_\infty$ liegt. Der Winkel $\left(45^\circ - \frac{\varphi_1}{2} \right)$, der aber gleich dem halben Winkel zwischen $\overline{OP_1}$ und der Abszissenachse ist, ist ein Maximum, wenn φ_1 ein Minimum ist, d. h. im Punkte T , wo $\overline{OP_1}$ den Kreis berührt. Das Maximum des erreichbaren Drehmomentes bei Einschaltung von Rotorwiderstand bei einem gegebenen Windungsverhältnis u liegt also zwischen diesen beiden Strömen \overline{OU} und \overline{OT} und kann somit aus dem Diagramm ermittelt werden.

Um wieder die Bedingung für das größte Drehmoment bei gegebenem Strom J zu erhalten, fällen wir das Lot $\bar{P}_1 \bar{L}$ von P_1 auf \overline{OP} . Es ist dann

$$\frac{\bar{P}_1 \bar{L}}{\overline{OP_1}} = \frac{\bar{PQ}}{\overline{OP}}$$

und

$$\bar{P}_1 \bar{L} = \overline{OP_1} \frac{\bar{PQ}}{\overline{OP}} = \frac{J_1 J_4 \sin \alpha}{J}.$$

Das Lot $\bar{P}_1 \bar{L}$ und damit das Verhältnis von Drehmoment zu totalem Strom wird also am größten, wenn \overline{OP} den Kreis um M_4 tangiert. Es ist \overline{OS} die Tangente an den Kreis und daher $\sphericalangle OSP_1 = \sphericalangle SP_q P_1$.

Hiermit ist
$$\frac{\overline{SO}}{\overline{P_1O}} = \frac{\overline{P_qO}}{\overline{SO}},$$

$$\overline{SO} = \sqrt{\overline{P_1O} \cdot \overline{P_qO}} = \sqrt{J_1 \cdot J_1 \left(1 + \frac{1}{u^2}\right)}$$

und

$$J = J_1 \sqrt{1 + \frac{1}{u^2}}.$$

Ist daher der zulässige Stromstoß J gegeben, so kann man zunächst für ein gegebenes Verhältnis u den Strom in der Hauptphase $J_1 = \frac{J}{\sqrt{1 + \frac{1}{u^2}}}$ berechnen, und damit sind $\overline{OP_1}$ im Diagramm

und der Rotorwiderstand festgelegt. Dann kann die obige Konstruktion ausgeführt werden, und es ist zu ermitteln, welcher Wert von u für den gegebenen Strom am günstigsten ist.

Um das Drehmoment allgemein am Diagramm ablesen zu können, berücksichtigen wir wieder, daß der Abstand $\overline{P_1R}$ eine Leistung $J_2'^2(R' + r_2')$ darstellt. Das Drehmoment ist aber

$$2 J_2' J_3' u (R' + r_2') \sin \alpha.$$

Wir haben also die Strecke $\overline{P_1R}$ mit

$$2 \frac{J_3'}{J_2'} u \sin \alpha = \frac{2 u J_4 \sin \alpha}{J_1} = 2 u \frac{\overline{PQ}}{\overline{OP_1}}$$

zu multiplizieren, um das Drehmoment zu erhalten.

Als Beispiel ist für einen Motor in Fig. 176 das auf diese Weise ermittelte Verhältnis des Anlaufdrehmomentes zum Vollastmoment bei normalem Strom als Funktion von u aufgetragen. Das Anlaufmoment hat ein Maximum bei $u \simeq 0,7$ und beträgt ca. 55% des normalen, doch verläuft die Kurve ziemlich flach.

Das günstigste Übersetzungsverhältnis ändert sich mit dem Strom, mit dem angelassen werden kann. Meist liegt es jedoch in den Grenzen 0,5—0,8, d. h. in der Nähe von $\frac{1}{\sqrt{3}}$, so daß man häufig normale Dreiphasenmotoren verwendet, was für die Fabrikation von

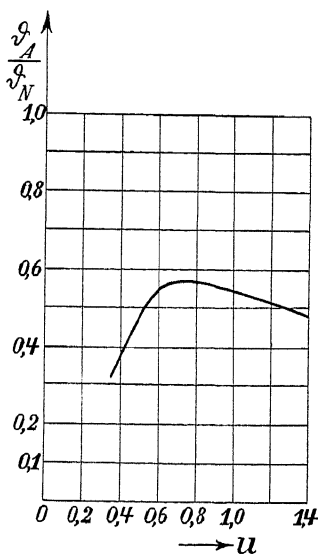


Fig. 176.

besonderem Vorteil ist. Um diesen Vorteil auch bei Motoren mit Käfiganker auszunutzen, kann man sie mit Stern-Dreieck-Umschaltung versehen, wie in Fig. 166 und 167 angegeben ist.

Hierdurch wird der Stromstoß verkleinert, denn es ist bei der Dreieckschaltung die Kurzschlußimpedanz $\frac{2}{3}$ der Impedanz eines Wicklungszweiges, d. h. der Kurzschlußstrom des als Hilfswicklung verwendeten Zweiges I beträgt $\frac{2}{3}$ und der Kurzschlußstrom der als Hauptwicklung verwendeten Zweige II und III $\frac{1}{3}$ des Kurzschlußstromes bei Dreieckschaltung.

Ungleiche Verteilung von Haupt- und Hilfswicklung. Bei der Anordnung, bei der die Hauptwicklung auf $\frac{2}{3}$ und die Hilfswicklung nur auf $\frac{1}{3}$ des Polbogens verteilt ist, trifft die Voraussetzung, unter der wir Gl. 189 abgeleitet haben, nicht mehr ganz zu. Denn es wird jetzt die Streuung des Rotors gegenüber der Hilfswicklung etwas größer sein als gegenüber der Hauptwicklung, und daher braucht allgemein die Phasenverschiebung zwischen J_2 und E_1 nicht ebenso groß zu sein wie zwischen J_3 und E_4 .

Bezeichnet dann $z_2' = \sqrt{r_2'^2 + x_2'^2}$ die Rotorimpedanz in der Hauptachse und

$$z_3' = \sqrt{r_3'^2 + x_3'^2}$$

die Impedanz in der Hilfsachse, so ist

$$\angle(J_2 \Phi_4) = \frac{\pi}{2} - \alpha + \psi_2$$

und

$$\angle(J_3 \Phi_1) = \alpha + \psi_3 - \frac{\pi}{2},$$

worin

$$\psi_2 = \arctg \frac{x_2}{r_2} \quad \text{und} \quad \psi_3 = \arctg \frac{x_3}{r_3}$$

ist, und es wird

$$\begin{aligned} \vartheta_A = \frac{p w_1 f_1}{\sqrt{2}} [& \Phi_4 J_2' (\sin \alpha \cos \psi_2 - \cos \alpha \sin \psi_2) \\ & + \Phi_1 J_3' (\sin \alpha \cos \psi_3 + \cos \alpha \sin \psi_3)]. \end{aligned}$$

Ersetzt man hierin J_2' , J_3' und Φ_1 , Φ_4 durch E_1 und E_4' wie früher, so ergibt sich nun allgemein

$$\begin{aligned} W_A = \frac{2\pi c}{p} \vartheta_A = \\ E_1 E_4' \left[\sin \alpha \left(\frac{r_2'}{r_2'^2 + x_2'^2} + \frac{r_3'}{r_3'^2 + x_3'^2} \right) - \cos \alpha \left(\frac{x_2'}{r_2'^2 + x_2'^2} - \frac{x_3'}{r_3'^2 + x_3'^2} \right) \right] \end{aligned} \quad (201)$$

In Kap. VIII S. 168 haben wir z. B. gesehen, daß bei einem dreiphasigen Rotor, dessen Phasen in Stern geschaltet sind, r_3 und x_3 etwa $\frac{1,5}{2}$ mal so groß sind wie r_2 und x_2 . Für $u = \frac{1}{\sqrt{3}}$ wird hier $r_3' = 3 \cdot \frac{1,5}{2} r_2' = 2,25 r_2'$ und $x_3' \simeq 2,25 x_2'$.

Ist Widerstand in den Rotor geschaltet, so daß r_3 und r_2 groß gegen x_3 und x_2 sind, so ist das zweite Glied in Gl. 201 zu vernachlässigen, und das erste Glied ergibt ein Drehmoment

$$W_A = E_1 E_4' \left(1 + \frac{1}{2,25}\right) \frac{r_2'}{r_2'^2 + x_2'^2} = 1,45 \cdot E_1 E_4' \frac{r_2'}{r_2'^2 + x_2'^2},$$

also bei gleichen Feldern ein kleineres Drehmoment als bei gleichmäßiger Verteilung der Statorwicklungen.

Die Kurzschlußadmittanz der Hilfswicklung ist hier also nicht $\frac{1}{u^2}$ mal so groß wie die der Hauptwicklung, während die Erregeradmittanzen in diesem Verhältnis stehen.

Daher gelten die Beziehungen der Fig. 175 und die hieran geknüpften Betrachtungen hier nicht mehr, und es sind zur Ermittlung des Drehmomentes beide Diagramme für Haupt- und Hilfswicklung zu entwerfen. Die Rechnung zeigt, daß die erzielten Anlaufmomente hier etwas kleiner sind als die in Fig. 176 für gleichmäßig verteilte Wicklungen erhaltenen.

Daher ist es zweckmäßig, wenn man einen Dreiphasenmotor verwendet, Schaltungen mit verketteten Statorphasen zu benutzen¹⁾, entweder nach Steinmetz (S. 278, 301) oder nach einer von Hansen angegebenen Schaltung (s. Kap. XVI S. 401).

Als Grenzfall der verschiedenen Verteilung von Haupt- und Hilfswicklung kann der Motor von Heyland betrachtet werden (Fig. 168), bei dem die Hilfswicklung nur eine Nut pro Pol besitzt. Hier ist die Streuung des Rotors gegen die Hilfswicklung sehr groß, und das Querfeld kann fast gar keinen Rotorstrom zur Folge haben. Es wird daher hier das ganze Drehmoment angenähert nur gleich dem Produkt aus Querfeld und Rotorstrom in der Hauptwicklung

$$\vartheta_1 = J_2' w_1 f_1 \frac{\Phi_4}{\sqrt{2}} \cos\left(\frac{\pi}{2} - \alpha + \psi_2\right),$$

und der Strom in der Hilfswicklung ist angenähert nur der Magnetisierungsstrom des Querfeldes. Deshalb ist es möglich, mit diesem Motor ein starkes Querfeld zu erzielen, ohne daß der Strom in der Hilfswicklung groß wird, und daher erfordert dieser Motor

¹⁾ Hierbei wirken die Phasen der Statorwicklung so, als ob Haupt- und Hilfswicklung auf je $\frac{2}{3}$ der Polteilung verteilt wären.

$$\overline{M_4 P_1} = \frac{\overline{P_1 P_2}}{2 \sin \varphi_k} = \frac{u^2 z_k}{2 \sin \varphi_k} \text{ ist.}$$

Der Strahl $\overline{P_1 P}$ schneidet auf der Vertikalen in P_2 ein Stück $P_2 R$ ab, wobei $\frac{\overline{P_2 R}}{\overline{P_1 P_2}} = \frac{R}{u^2 z_k}$ den Maßstab für den Widerstand gibt.

Im Impedanzdreieck OPP_1 stellt daher \overline{OP} die Klemmenspannung P , $\overline{OP_1}$ die Spannung P_1 an der Hauptwicklung und $\overline{P_1 P}$ die Spannung P_4 an der Hilfswicklung dar.

$\overline{OP_1}$ und $\overline{P_1 P}$ bilden den Winkel α , und es ist im Spannungsmaßstab $\overline{PN} = P_4 \sin \alpha$.

Fällen wir das Lot $\overline{P_1 L}$ auf \overline{OP} , so ist

$$\overline{P_1 L} = \frac{\overline{OP_1} \cdot \overline{PN}}{\overline{OP}} = \frac{P_1 P_4 \sin \alpha}{P} \quad . \quad . \quad . \quad (202)$$

Hierin ist $P_1 P_4 \sin \alpha = \frac{W_A}{2} \frac{u z_k^2 C_2^2}{r_2'}$ nach Gl. 194, also für ein gegebenes Übersetzungsverhältnis u bei einem Käfiganker proportional dem Drehmoment.

Dividieren wir Gl. 202 beiderseits durch

$$\overline{OP_1} = P_1 = J_A z_k,$$

so wird

$$\frac{\overline{P_1 L}}{\overline{OP_1}} = \sin \beta = \frac{W_A u z_k^2 \frac{C_2^2}{r_2'}}{P J_A z_k} = \text{konst.} \cdot \frac{W_A}{J_A}$$

das Verhältnis von Drehmoment zum Strom, da alle übrigen Größen konstant sind.

Es wird $\sin \beta$ ein Maximum, wenn N in der Mitte von $\overline{P_1 P_2}$ liegt. Dann werden die Dreiecke $P_1 P_2 P$ und $P_1 P_2 R$ gleichschenkelig, d. h. es soll der Widerstand R ebenso groß werden wie die Impedanz der Hilfswicklung.

Ist $\overline{M_4 N'}$ das Lot von M_4 auf $\overline{P_1 P_2}$, so ergibt sich hierbei

$$\sphericalangle \alpha = \sphericalangle P' P_1 N' = \frac{\varphi_k}{2},$$

d. h.

$$\overline{N' P'} = \overline{P_1 N'} \cdot \frac{\text{tg } \varphi_k}{2} = \frac{u^2 z_k}{2} \frac{\text{tg } \varphi_k}{2}.$$

Ferner ist

$$\overline{ON'} = \overline{OP_1} + \overline{P_1 N'} = z_k \left(1 + \frac{u^2}{2} \right)$$

und

$$\overline{OP} = z_k \sqrt{\left(1 + \frac{u^2}{2}\right)^2 + \left(\frac{u^2}{2} \operatorname{tg} \varphi_k\right)^2} = Z.$$

Dies ist die totale Impedanz, und der Anlaufstrom der Maschine ist daher

$$J_A = \frac{P}{Z}.$$

Der Wurzel Ausdruck stellt das Verhältnis $\frac{Z}{z_k}$ oder das Verhältnis des Kurzschlußstromes $\frac{P}{z_k}$ zum Anlaufstrom $\frac{P}{Z}$ dar. Dies können wir als Funktion von u bei konstantem φ_k auftragen. Die Berechnung geschieht wieder am einfachsten graphisch, weil bei verändertem u und konstantem φ_k P' sich auf der Geraden $\overline{P_1 P'}$ bewegt, die mit OP_1 den $\angle \frac{\varphi_k}{2}$ bildet.

In Fig. 179 Kurve I ist für $\varphi_k = 60^\circ$ das Verhältnis $\frac{J_A}{J_k}$ als Funk-

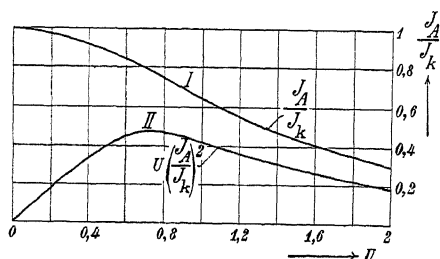


Fig. 179.

tion von u aufgetragen.

Es wird nun nach Fig. 178

$$\begin{aligned} \overline{P'N'} &= P_4 \sin \alpha = \overline{P_1 N'} \operatorname{tg} \frac{\varphi_k}{2} \\ &= u^2 \frac{P_1}{2} \operatorname{tg} \frac{\varphi_k}{2}, \end{aligned}$$

und da

$$P_1 = J_A z_k$$

ist, wird

$$\frac{P_1 P_4}{u} \sin \alpha = u \frac{P_1^2}{2} \operatorname{tg} \frac{\varphi_k}{2} = u \frac{J_A^2}{2} z_k^2 \operatorname{tg} \frac{\varphi_k}{2},$$

und

$$W_A = 2 \frac{P_1 P_4}{u} \sin \alpha \frac{r_2'}{C_2^2 z_k^2} = u J_A^2 \frac{r_2'}{C_2^2} \operatorname{tg} \varphi_k. \quad (203)$$

Diese Gleichung stimmt mit Gl. 194 Seite 284 überein, wenn $\alpha = \varphi_k$ ist.

Für das Beispiel Seite 289 finden wir, wenn wieder J_A gleich dem 1,5fachen normalen Strom sein darf, und dieser $1/5$ des Kurzschlußstromes ist, für

$$J_A = 1,5 J_v = 0,3 J_k$$

aus Fig. 179

$$u = 2,05.$$

Da nun $J_v r_2' = 0,07 P$ war, d. h. $J_A r_2' = 0,105 P$, wird

$$W_A = 2,05 \cdot 1,5 J_v P \frac{0,105}{1,04^2} \operatorname{tg} 30^\circ = 0,173 J_v P,$$

was nach Seite 289 25 % des Vollastdrehmomentes entspricht. Das maximale Drehmoment ergibt sich, wenn $u J_A^2$ ein Maximum ist. Kurve II in Fig. 179 stellt $u \left(\frac{J_A}{J_k} \right)^2$ als Funktion von u dar. Das Maximum liegt bei $u \cong 0,7$ für $J_A = 0,8 J_k$. Dies gibt für obiges Beispiel

$$J_A = 4 J_v \quad \text{und} \quad W_A = 0,42 P J_v,$$

d. h. etwa 60 % des Vollastdrehmomentes.

Eine von Brown, Boveri & Co. früher vielfach angewendete Anlaufvorrichtung besteht darin, daß Haupt- und Hilfswicklung ebenfalls in Reihe geschaltet sind wie in Fig. 177, und daß an Stelle des Widerstandes R ein Kondensator parallel geschaltet ist, der meist als Flüssigkeitskondensator ausgeführt wurde.

Das Diagramm ist genau entsprechend dem der Fig. 178, nur erhält man als Ort für die resultierende totale Impedanz \overline{OP} einen Kreis, dessen Mittelpunkt — wenn der Kondensator verlustfrei ist — auf der Vertikalen durch P_1 liegt. Der Vektor der Spannung an der Hilfswicklung kann hier gegen den an der Hauptwicklung um 90° phasenverschoben werden. Die hierzu erforderliche Kapazitätsreaktanz ist, wie sich dann leicht ergibt, $\frac{1}{\sin \varphi_k}$ mal der Kurzschlußimpedanz der Hilfswicklung

$$x_c = \frac{1}{2\pi c C} = \frac{u^2 z_k}{\sin \varphi_k}.$$

Dies würde daher außerordentlich große Kondensatoren erfordern, wenn der Motor für Niederspannung gewickelt ist. Verwendet man dagegen nur kleine Kondensatoren, so wird die Phasenverschiebung nur gering, und die Anlaufverhältnisse werden nicht günstiger als mit dem Widerstand.

Bei der Parallelschaltung von Impedanzen nach Steinmetz werden Dreiphasenmotoren in Stern- und Dreieckschaltung verwendet.

Fig. 180 zeigt als Beispiel eine Sternschaltung mit Widerstand und Drosselspule. Die Ströme in den beiden Phasen I und II, die die Hauptachse bilden, sind phasenverschoben, da die geometrische

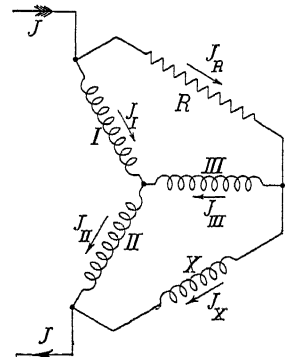


Fig. 180. Anlaufschaltung von Steinmetz.

Summe des Stromes J_I der Phase I und des Stromes J_R im Widerstande R ebenso groß sein muß wie die geometrische Summe des Stromes J_{II} der Phase II und des Stromes J_X der Drosselspule X . Es wird also J_{II} gegen J_I voreilen. Daher können die Wicklungen der Phasen I und II auch in der Querachse magnetisieren.

Die Stromverteilung nähert sich also der eines Dreiphasenmotors, und wir können annehmen, daß der Rotor sich allen drei Statorphasen gegenüber gleich verhält.

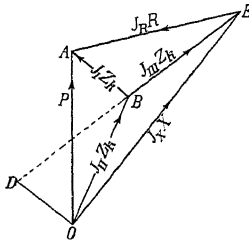


Fig. 181.

Ist z_k die Kurzschlußimpedanz jeder Phase, so ergibt sich zunächst die geometrische Summe der Spannungen $J_I z_k$ und $J_{II} z_k$ gleich der Klemmenspannung P . Wir erhalten also das Spannungsdreieck OBA in Fig. 181, worin $\overline{OA} = P$, $\overline{OB} = J_{II} z_k$ und $\overline{AB} = J_I z_k$ ist. Dividiert man alle Vektoren durch z_k , so ist im Strommaßstab

$$\overline{OB} = J_{II}, \quad \overline{AB} = J_I \quad \text{und} \quad \overline{OA} = \frac{P}{z_k}.$$

Da der Strom J_{III} die geometrische Differenz von J_{II} und J_I ist, erhalten wir im Stromdiagramm $J_{III} = \overline{DB}$, wenn wir \overline{OD} gleich und parallel \overline{BA} machen. Tragen wir nun $\overline{BE} = \overline{BD}$ auf, so stellt im Spannungsdiagramm $\overline{BE} \dots J_{III} z_k$ dar. Es folgt dann ohne weiteres, daß $\overline{OE} = J_X X$ und $\overline{EA} = J_R R$ ist.

Da für die Erzeugung des Querfeldes nur die Komponente von $J_{III} z_k$ in Betracht kommt, die um 90° gegen die Klemmenspannung verschoben ist, d. h. senkrecht zu \overline{OA} steht, wird sie mit dem kleinsten Strom J_{III} und den kleinsten Strömen in R und X erreicht, wenn $\overline{BE} \perp \overline{OA}$ ist. Hierzu muß

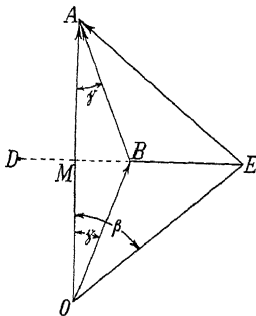


Fig. 182.

$$J_R R = J_X X \quad \text{und} \quad J_I z_k = J_{II} z_k,$$

d. h. $J_I = J_{II}$ sein, wie Fig. 182 zeigt.

Für das Drehmoment

$$W_A = \frac{2 P_1 P_4}{u} \frac{r_2'}{C_2^2 z_k^2} \sin \alpha$$

ist nun $\overline{OA} = P_1 = P$,

$$P_4 \sin \alpha = \overline{DB} = \overline{BE} = P \operatorname{tg} \gamma,$$

$$u = \frac{1}{\sqrt{3}}.$$

Da in der Gleichung für W_A die Kurzschlußimpedanz z_k und r_2 sich auf zwei in Serie geschaltete Wicklungszweige beziehen, also

doppelt so groß sind wie für einen der drei Wicklungszweige, haben wir bei Einführung der Impedanz bzw. des Widerstandes eines Wicklungszweiges $\frac{1}{2} \frac{r_2'}{z_k^2}$ zu setzen.

Es wird also

$$W_A = 2 \frac{P_1 P_2}{u} \frac{1}{2} \frac{r_2'}{C_2^2 z_k^2} \sin \alpha = \sqrt{3} P^2 \frac{r_2'}{C_2^2 z_k^2} \operatorname{tg} \gamma. \quad (204)$$

In einem Dreiphasenmotor ist $\gamma = 30^\circ$, $\operatorname{tg} \gamma = \frac{1}{\sqrt{3}}$.

Die Phasenspannung ist $P_1 = \frac{P}{\sqrt{3}}$, woraus die bekannte Gleichung für den Dreiphasenmotor folgt:

$$W_A = 3 \cdot \frac{P_1^2}{C_2^2 z_k^2} r_2' = 3 J_2'^2 r_2'.$$

Bei einem Einphasenmotor können wir jedoch nicht $\gamma = 30^\circ$ machen, wie wir aus dem Stromdiagramm Fig. 183 ersehen.

Hier ist $\overline{OQ} = J_{II}$ um φ_k gegen $\overline{OB} = J_{II} Z_k$ verzögert, ebenso $\overline{OP} = J_I$ gegen J_{II} um 2γ verzögert aufgetragen und $\overline{PQ} = J_{III}$.

Da nun J_R in Phase mit J_{RR} und J_X um 90° gegen J_{XX} verzögert ist und andererseits die geometrischen Summen von J_I und J_R und von J_{II} und J_X gleich J_A

sind, finden wir J_R und J_X selbst, wenn wir \overline{PR} parallel J_{RR} und \overline{QR} senkrecht zu J_{XX} ziehen. Es ist dann

$$\overline{PR} = J_R,$$

$$\overline{QR} = J_X$$

und

$$\overline{OR} = J_A$$

der totale Strom beim Anlauf. Es bilden J_{RR} und J_{XX} mit der Vertikalen \overline{OA} den Winkel β , wobei $\operatorname{tg} \beta = 3 \operatorname{tg} \gamma$ ist. Also bildet J_R mit der Vertikalen ebenfalls β und J_X mit der Vertikalen $\frac{\pi}{2} - \beta$.

Es ist der Phasenwinkel zwischen J_R und J_X

$$\frac{\pi}{2} - 2\beta.$$

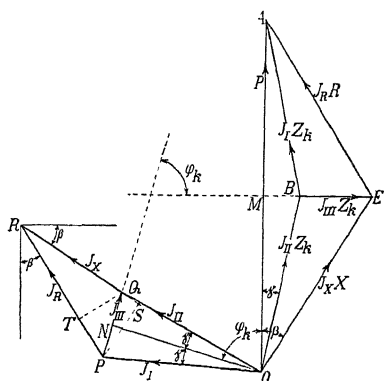


Fig. 183.

Für $\beta = 45^\circ$ würden daher die Vektoren von J_R und J_X parallel laufen, d. h. $J = \infty$ werden. Da $\operatorname{tg} \beta = \operatorname{tg} 45^\circ = 1$ ist, entspräche dies $\operatorname{tg} \gamma = \frac{1}{3}$, $\gamma = 18^\circ 25'$. Wir können also nur Winkel erhalten, die kleiner als $18^\circ 25'$ sind.

Um R und X für gegebenes β zu berechnen, fällen wir $\overline{PS} \perp \overline{QR}$. Dann ist

$$\overline{PS} = J_R \sin \left(\frac{\pi}{2} - 2\beta \right) = J_{III} \sin (PQS) = J_{III} \sin [\pi - (\beta + \varphi_k)],$$

daher

$$J_R = J_{III} \frac{\sin (\beta + \varphi_k)}{\cos 2\beta}.$$

Nun ist aus Dreieck MAE

$$J_R = \frac{P}{2 R \cos \beta}$$

und

$$J_{III} = \frac{P \operatorname{tg} \gamma}{z_k} = \frac{1}{3} \frac{P \operatorname{tg} \beta}{z_k},$$

woraus

$$R = \frac{3}{2} \frac{z_k \cos 2\beta}{z_k \sin \beta \sin (\beta + \varphi_k)} = \frac{3 z_k}{\operatorname{tg} 2\beta (\sin \varphi_k + \operatorname{tg} \beta \cos \varphi_k)} \quad (205)$$

folgt.

Wenn man $\overline{QT} \perp \overline{RP}$ fällt, ist

$$\overline{QT} = J_X \sin \left(\frac{\pi}{2} - 2\beta \right) = J_{III} \cos (TQP) = J_{III} \cos (\varphi_k - \beta)$$

und hiermit

$$X = \frac{3}{2} \frac{z_k \cos 2\beta}{\sin \beta \cos (\varphi_k - \beta)} = \frac{3 z_k}{\operatorname{tg} 2\beta (\cos \varphi_k + \operatorname{tg} \beta \sin \varphi_k)} \quad (206)$$

Hieraus ist ersichtlich, daß für $\beta = 45^\circ$, also $2\beta = 90^\circ$, R und $X = 0$, d. h. $J = \infty$ wird.

Da für $\beta = 0$ das Drehmoment Null und der totale Strom $J_A = \overline{ON}$ wird, andererseits für $\beta = 45^\circ$ $J_A = \infty$ ist, ist das Verhältnis von Drehmoment zu totalem Strom für diese beiden Grenzfälle Null. Der günstigste Wert liegt etwa bei $\beta = 30^\circ$.

Hier ergibt sich

$$R = \frac{3 z_k}{\operatorname{tg} 60^\circ (\sin \varphi_k + \operatorname{tg} 30^\circ \cos \varphi_k)} = \frac{3 (r_k^2 + x_k^2)}{\sqrt{3} (x_k + \frac{1}{\sqrt{3}} r_k)} = \frac{3 (r_k^2 + x_k^2)}{\sqrt{3} x_k + r_k},$$

ebenso

$$X = \frac{3 z_k}{\operatorname{tg} 60^\circ (\cos \varphi_k + \operatorname{tg} 30^\circ \sin \varphi_k)} = \frac{3 (r_k^2 + x_k^2)}{\sqrt{3} \left(r_k + \frac{x_k}{\sqrt{3}} \right)} = \frac{3 (r_k^2 + x_k^2)}{\sqrt{3} r_k + x_k}.$$

Da $\operatorname{tg} \gamma$ stets $= \frac{1}{3} \operatorname{tg} \beta$ ist, wird hier

$$W_A = \sqrt{3} P^2 \operatorname{tg} \gamma \cdot \frac{r_2'}{C_2'^2 z_k'^2} = \frac{P^2}{3} \frac{r_2'}{C_2'^2 z_k'^2} \quad . \quad . \quad . \quad (207)$$

d. h. ein Drittel des Drehmomentes des Dreiphasenmotors, dessen Phasenspannung $\frac{P}{\sqrt{3}}$ ist. Da jedoch das Drehmoment eines Einphasenmotors beim Lauf nur ca. $\frac{2}{3}$ von dem eines Dreiphasenmotors gleicher Größe beträgt, können wir, da wir beim Anlauf des Dreiphasenmotors für einen gegebenen Strom dasselbe Drehmoment wie beim Lauf erhalten, beim Einphasenmotor $\frac{3}{2} \cdot \frac{1}{3}$ oder die Hälfte des Drehmomentes erzielen, das er mit demselben Strom beim Lauf hat. Wir können also mit dem Vollaststrom das halbe Vollastdrehmoment beim Anlauf erhalten.

68. Das Verhalten eines einphasigen Induktionsmotors mit Anlaßvorrichtung beim Anlauf.

Wie im vorhergehenden Abschnitt gezeigt ist, kann mittels der Hilfswicklung stets ein Anlaufmoment erzeugt werden, mit dem der Einphasenmotor unbelastet, oder bei Einschalten von Widerstand in den Rotor schwach belastet, anläuft. Es kommt aber vor, daß der Motor mit dieser Anlaufvorrichtung nicht auf seine volle Tourenzahl kommt. Während nämlich bei Stillstand die Phasenverschiebung zwischen Haupt- und Quersfeld nur von den verwendeten Impedanzen abhängig ist, weil sich Haupt- und Hilfswicklung nicht gegenseitig beeinflussen, findet beim Lauf eine gegenseitige Beeinflussung der beiden Wicklungen durch Vermittlung des rotierenden Rotors statt. Der Rotor erzeugt bei der Drehung in den beiden Statorfeldern je ein Quersfeld in der zum Statorfeld senkrechten Achse, so daß in dieser ein phasenverschobenes resultierendes Feld entsteht. Hierdurch kann die Phasenverschiebung zwischen Rotorstrom und EMK der beiden Wicklungen derart verändert werden, daß schon bei einer anderen als der synchronen Geschwindigkeit die auf den Rotor von beiden Statorwicklungen übertragene Leistung gleich oder kleiner wird als der Kupferverlust, d. h. daß der Rotor keine Nutzleistung mehr abzugeben vermag.

Um die gegenseitige Beeinflussung der Haupt- und Hilfswicklung, die beide gleichzeitig an das Netz angeschlossen sind, durch den rotierenden Rotor zu übersehen, betrachten wir erst zwei Zustände, bei denen nur je eine der Statorwicklungen an das Netz angeschlossen ist, und superponieren sie dann.

I. Zunächst denken wir uns nur die Hilfswicklung hW z. B. unter Vorschaltung der Drosselspule X an die Klemmenspannung angeschlossen, während die Hauptwicklung HW vom Netz getrennt ist (s. Fig. 184). Die infolge der Rotation des Rotors vom Quer-

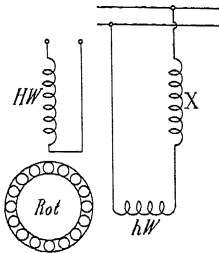


Fig. 184.

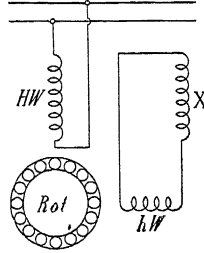


Fig. 185.

feld induzierten Ströme erzeugen ein Feld in Richtung der Achse der Statorhauptwicklung, und dieses induziert in der Hauptwicklung eine EMK, die wir mit E_{10} bezeichnen.

II. Dann denken wir uns die Hilfswicklung über die Drosselspule kurzgeschlossen und erregen die Hauptwicklung (Fig. 185). Hierbei entsteht, wenn der Rotor sich dreht, ein Feld in der Achse der Hilfs-

wicklung, das in ihr einen Strom induziert.

Um bei der Superposition dieser beiden Fälle die richtigen Ströme in Haupt- und Hilfswicklung durch Addition der Ströme zu erhalten, die in den betrachteten beiden Fällen einzeln bestehen, muß die Bedingung erfüllt sein, daß die Summe der an jedem Stromkreise in den beiden Fällen bestehenden Spannungen der Klemmenspannung P gleich ist.

Bei dem Hilfsstromkreis haben wir im zweiten Falle Kurzschluß, d. h. die Spannung Null. Wir haben also im ersten Falle die volle Netzspannung P auf ihn wirken zu lassen. Hierbei erhalten wir an der Hauptwicklung eine EMK E_{10} . Damit diese mit der im zweiten Fall an die Hauptwicklung angelegten Spannung zusammen

P ergibt, muß letztere gleich der geometrischen Differenz von P und E_{10} gemacht werden.

Der erste Zustand stellt einen Induktionsmotor mit großer Reaktanz dar. Er ergibt daher einen Arbeitskreis (Fig. 186a), dessen Kurzschlußstrom wegen der hohen Reaktanz verhältnismäßig klein gegen den Leerlaufstrom ist. Daher ist auch $\angle \varphi_k$ fast $= 90^\circ$.

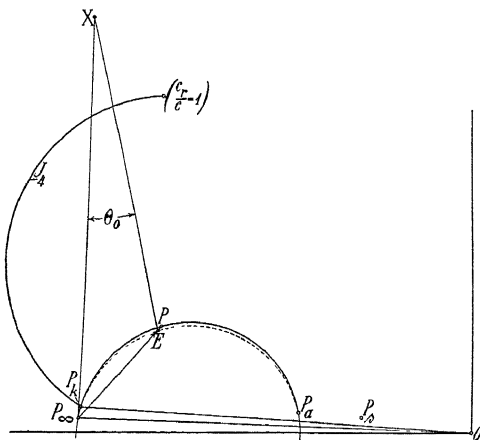


Fig. 186a.

wenn der Rotor kurzgeschlossen ist, und es liegt der Punkt P_k nur sehr wenig höher als P_∞ .

Nach S. 157 und Fig. 91 ergibt sich die vom Rotorquerfeld induzierte EMK, wenn wir die Strahlen von P_∞ nach den Kreispunkten P mit der dazu gehörigen Geschwindigkeit $\frac{c_r}{c}$ multiplizieren. Diese EMK ist die bei dem hier betrachteten Zustande im Stator induzierte ERK E_{1_0} , es entspricht ihr die punktierte Kurve. Ihre Phase und Größe gegenüber der Netzspannung P erhalten wir, wenn wir $P = \overline{OP}_\infty$ senkrecht zu \overline{OP}_∞ und gleich $\overline{P}_\infty \overline{X}$ auftragen. Es stellt somit der Strahl \overline{OE} nach Größe und Phase E_{1_0} dar, wenn $\overline{P}_\infty \overline{X}$ gleich P ist (siehe S. 154). Die resultierende Spannung $\mathfrak{P} - \mathfrak{E}_{1_0}$ ist somit durch \overline{EX} dargestellt und um einen $\angle \Theta_0$ gegen P verzögert.

Der zweite Zustand ergibt, wenn wir zunächst eine konstante Spannung P auf die Hauptwicklung des Stators wirken lassen, ein Arbeitsdiagramm des einphasigen Induktionsmotors, das sich nur wenig von dem gewöhnlichen unterscheidet. Die beiden Punkte P_k und P_∞ sind dieselben wie wenn die Hilfswicklung überhaupt nicht vorhanden wäre, weil bei den entsprechenden Geschwindigkeiten kein Querfeld besteht. Dagegen wird für den Punkt P_a der Strom bei Synchronismus größer, weil ja der Rotorstrom bei Synchronismus nicht nur das Querfeld erregt, sondern auch die MMK des Stromes in der Hilfswicklung kompensiert, die über die Drosselspule geschlossen ist. Dieser Strom ist hauptsächlich ein wattloser Strom, und daher wird besonders die wattlose Komponente des Leerlaufstromes vergrößert.

Der Ersatzstromkreis bei diesem Zustand ergibt sich aus dem des einphasigen Induktionsmotors (siehe S. 148), wenn an Stelle der Erregerimpedanz der Rotorquerwicklung Z_a eine resultierende Impedanz Z_r gesetzt wird, die durch Parallelschaltung von Z_a mit den hintereinander geschalteten Impedanzen der Hilfswicklung z_4 und der Drosselspule $-jX$ entsteht:

$$Z_r = \frac{1}{\frac{1}{Z_a} + \frac{1}{z_4 - jX}} = \frac{Z_a(z_4 - jX)}{Z_a + z_4 - jX}.$$

Das Admittanzdiagramm ist daher wieder ein Kreis K_1 (siehe Fig. 186b). Lassen wir auf diese Admittanz die aus Fig. 186a erhaltene veränderliche Spannung $\mathfrak{P} - \mathfrak{E}_{1_0} = \overline{EX}$ wirken, so erhalten wir den Strom, wenn wir den Admittanzvektor \overline{OP} (in Fig. 186b) für eine bestimmte Geschwindigkeit um den $\angle \Theta_0$, der sich bei der-

selben Geschwindigkeit aus Fig. 186a ergibt, im Sinne der Verzögerung drehen und im Verhältnis $\frac{\overline{EX}}{P_\infty \overline{X}}$ verkleinern bzw. vergrößern. Aus \overline{OP} erhalten wir somit den Strom $\overline{OP'}$, und der Vektor des Stromes bewegt sich auf einer Kurve J_1 , die in P_k und P_∞ mit dem Admittanzkreise K_1 zusammenfällt.

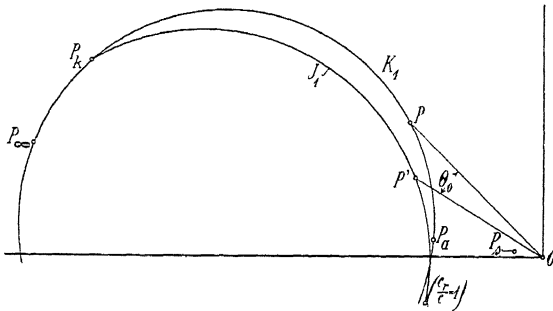


Fig. 186b.

Den in der Hilfswicklung bei Kurzschluß induzierten Strom finden wir, wenn wir, ähnlich wie oben E_{10} , die in der Hilfswicklung induzierte EMK ermitteln. Sie ergibt den Strom durch Division mit den konstanten Impedanzen der Hilfswicklung und Drosselspule, also unter Veränderung des Maßstabes und der Phase. Addieren wir diesen Strom zu dem von der Hilfswicklung beim ersten Zustand aufgenommenen Strom, so ergibt sich der totale Strom J_4 in Fig. 186a. Alle Ströme J_4 sind somit gegen die zugehörigen Ströme des Diagrammkreises $P_\infty P_k P_a$ in der Phase verfrüht, weil der induzierte Strom in der Hilfswicklung hauptsächlich ein Wattstrom ist, was auch einleuchtet, da er in der um 90° verschobenen Hauptwicklung als wattloser Strom auftrat. Wir sehen also, daß die Wirkung der gegenseitigen Beeinflussung der beiden Wicklungen darin besteht, daß der Strom in der Hauptwicklung verzögert, in der Hilfswicklung in der Phase verfrüht wird. Da dies durch Vermittlung des Rotors geschieht, treten dabei entsprechende Verluste im Rotor auf.

Wir sehen, da in Fig. 186b der Punkt $\frac{c_r}{c} = 1$ der Kurve J_1 unterhalb der Abszissenachse liegt, daß bei Synchronismus die Hauptwicklung schon eine Leistung ins Netz zurückgibt, während die Hilfswicklung noch eine aufnimmt. Diese ist aber zu klein, um jene und die Verluste zu decken. Daher kann der Motor nicht auf Synchronismus laufen. Bei etwas kleinerer Geschwindigkeit nimmt aber auch

die Hauptwicklung eine Leistung auf, so daß die motorische Leistung bis nahe an Synchronismus reicht. In Fig. 187 Kurve I ist die aus den beiden Diagrammen erhaltene Drehmomentkurve als Funktion der Geschwindigkeit aufgetragen. Das Anlaufdrehmoment ist sehr klein, weil kein Widerstand in den Rotor geschaltet ist. Im übrigen verläuft das Drehmoment ähnlich wie beim Mehrphasenmotor, abgesehen davon, daß es schon vor Synchronismus zu Null wird.

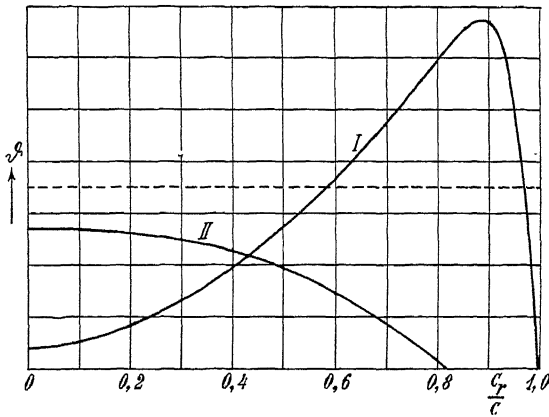


Fig. 187.

Schaltet man einen großen Widerstand in den Rotor ein, so werden die Verluste so groß, daß der Motor schon bei einer Geschwindigkeit, die wesentlich von der synchronen abweicht, kein Drehmoment mehr besitzt. Die gleiche Konstruktion wie für Kurve I ist für denselben Motor mit derselben Drosselspule und großem Rotorwiderstand durchgeführt und die Drehmomentkurve in Fig. 187 Kurve II aufgetragen. Das Anlaufdrehmoment ergibt sich zu ca. 75% des Vollastdrehmomentes. Das Drehmoment nimmt mit zunehmender Geschwindigkeit nicht mehr zu, sondern bleibt erst konstant und nimmt dann ab, um bei etwa $\frac{c_r}{c} = 0,8$ Null zu werden. Kurve II hat wieder Ähnlichkeit mit der Drehmomentkurve eines Mehrphasenmotors mit großem Rotorwiderstand, teilt aber mit der des Einphasenmotors die Eigenschaft, daß das höchste Drehmoment durch Einschalten von Rotorwiderstand herabgesetzt und das Drehmoment schon unterhalb Synchronismus Null wird.

Bei einem Einphasenmotor wurde dieser Versuch im elektrotechnischen Institut angestellt. Die Bremsung dieses Motors ist in Kap. VIII S. 166 gezeigt. Er leistet 2,5 PS bei 990 Umdrehungen (entsprechend 1,8 mkg) bei 120 Volt, 25 Ampere, $\eta = 0,77$ und $\cos \varphi = 0,8$.

Beim Anlauf wurde durch Einschalten von Widerstand in den Rotor unter Verwendung einer Drosselspule vor der Hilfswicklung ein Drehmoment von 1,6 mkg erreicht, wobei der Strom in der Hauptwicklung 27,5 Ampere, in der Hilfswicklung 22,5 Ampere und der totale Strom 40 Ampere war, was einer Phasenverschiebung von ca. 45° zwischen den Strömen der Haupt- und Hilfswicklung entspricht. Der Motor konnte vollständig entlastet nur auf 850 Umdr./min auflaufen, wobei der Strom in der Hilfswicklung seiner Größe nach fast unverändert blieb. Jedoch stieg $\cos\varphi$ in der Hilfswicklung von 0,37 beim Anlauf auf 0,7 beim Lauf, während der Strom in der Hauptwicklung nur auf 18,5 Amp. zurückging.

Nach Abschaltung der Hilfswicklung lief der Motor sofort in Synchronismus, wobei der Strom in der Hauptwicklung auf den normalen Leerlaufstrom von 12 Ampere zurückging. Wurde andererseits der Rotorwiderstand stufenweise abgeschaltet, so konnte der Motor mit der Last auflaufen, kam jedoch nicht ganz auf die volle Geschwindigkeit, und erst nach Abschaltung der Hilfswicklung lief er in die normale Geschwindigkeit hinein.

Es ist daher beim Anlassen mit Rotorwiderständen darauf zu achten, daß das Abschalten der Hilfswicklung und der Widerstände in richtiger Reihenfolge stattfindet.

69. Tourenregelung einphasiger Induktionsmotoren.

Die Tourenregelung mittels Rotorwiderständen ist in noch geringerem Maße möglich als bei Mehrphasenmotoren.

Während bei diesen das maximale Drehmoment unabhängig von dem Rotorwiderstand ist und ein bestimmtes Drehmoment stets denselben Strom erfordert, gleichviel ob bei kurzgeschlossenem Rotor und voller Tourenzahl oder bei eingeschaltetem Rotorwiderstand und herabgesetzter Tourenzahl, so ist, wie wir in Kap. VII S. 184 schon gezeigt haben, das maximale Drehmoment des einphasigen Induktionsmotors abhängig vom Rotorwiderstand und nimmt mit wachsendem Rotorwiderstand schnell ab.

Ferner ist für ein gegebenes Drehmoment bei verschiedenen Geschwindigkeiten nicht derselbe Strom erforderlich. Denn bei kleinerer Geschwindigkeit ist das Querschnittsfeld kleiner, und zwar um so mehr, je mehr Widerstand in den Rotor geschaltet ist. Es gehört daher zum gleichen Drehmoment bei geringerer Geschwindigkeit ein größerer Strom als bei voller Geschwindigkeit. Der Motor kann daher überhaupt nicht so viel schlüpfen wie der Mehrphasenmotor, weil er schneller seine Stabilitätsgrenze erreicht.

Wir haben auf S. 146 gesehen, daß der Einphasenmotor mit kurzgeschlossenem Rotor seine Stabilitätsgrenze schon bei einer Schlüpfung erreicht, die etwa nur die Hälfte von der des Mehrphasenmotors ist, d. h. daß er an sich weniger schlüpft. Bei Einschaltung eines bestimmten Rotorwiderstandes ist bei einer bestimmten Belastung innerhalb der Stabilitätsgrenze das Verhältnis etwa dasselbe. Die vergrößerte Schlüpfung ist ebenfalls nur etwa halb so groß wie bei dem Mehrphasenmotor mit demselben Widerstand im Rotor. In Fig. 188 sind die Drehmomentkurven für den Einphasenmotor mit verschiedenen Rotorwiderständen r_2 , $3r_2$, $5r_2$, $10r_2$ als Funktion der Geschwindigkeit aufgetragen, und aus ihnen ist die geringe Wirksamkeit der Regulierung ersichtlich.

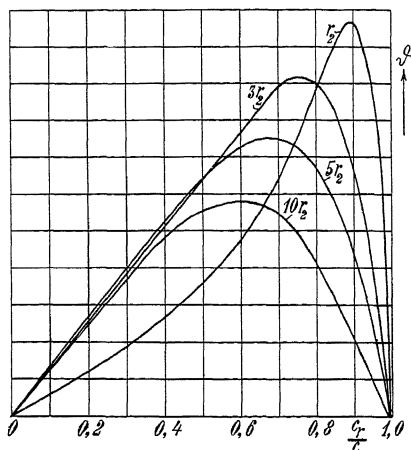


Fig. 188. Drehmomentkurven des Einphasenmotors bei verschiedenen Rotorwiderständen.

Eine Änderung der Tourenzahl durch Polumschaltung kann ähnlich wie bei einem Mehrphasenmotor (s. S. 268) erhalten werden. Man kann die Anlaufschaltung nur für die kleinste Polzahl vorsehen, die Umschaltung der Polzahl ist dann nur mit der Hauptwicklung vorzunehmen.

Vierzehntes Kapitel.

Die experimentelle Untersuchung eines Induktionsmotors.

70. Ermittlung der Arbeitskurven. — 71. Trennung der Verluste — 72. Trennung der Widerstände und Reaktanzen von Stator und Rotor. — 73. Messung der Temperaturerhöhung. — 74. Messung der Schlupfung.

70. Ermittlung der Arbeitskurven.

Um die Arbeitskurven eines Induktionsmotors, die als charakteristische Größen den Strom, den Leistungsfaktor, den Wirkungsgrad und die Schlupfung in Abhängigkeit von der Belastung darstellen, zu bestimmen, kann man entweder die direkte Bremsung oder die indirekte Ermittlung mit Hilfe des aus Leerlauf und Kurzschluß gefundenen Arbeitsdiagramms benützen.

a) **Ermittlung der Arbeitskurven durch Bremsung.** Zur Bremsung eines Induktionsmotors können die bekannten Verfahren angewendet werden.

Die Belastung erfolgt entweder mittels eines Bremszaumes oder eines Bremsdynamometers bzw. einer Wirbelstrombremse oder durch Antrieb einer geeichten Dynamomaschine, deren Verluste bekannt sind.

Die Klemmenspannung P_1 einer Phase und die Periodenzahl c sind bei der Bremsung konstant zu halten.

Es braucht dann für jede Belastung nur noch der Strom J_1 , die primäre Leistung W_1 und die Tourenzahl n gemessen zu werden.

Wegen der Ausführung der Bremsung und der verschiedenen Bremsvorrichtungen kann auf die „Gleichstrommaschine“ 2. Aufl., Bd. I, S. 687ff. verwiesen werden.

Aus der Bremsleistung W_2 und der primär zugeführten Leistung W_1 ergibt sich direkt der Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{W_2}{W_1},$$

und aus der Leistung W_1 , dem Strom und der Spannung der Leistungsfaktor

$$\cos \varphi = \frac{W_1}{m_1 J_1 P_1}.$$

Die direkte Bremsung kann im allgemeinen im Versuchsraum nur an kleinen Maschinen ausgeführt werden. Sie ist bei Induktionsmotoren nur von geringer Bedeutung, da man das Verhalten des Motors und die Arbeitskurven, wie auf S. 111 gezeigt wurde, sehr genau aus dem Arbeitsdiagramm erhält.

Das Anlaufdrehmoment wird mittels eines Bremszaumes gemessen, der auf die Riemenscheibe aufgelegt und dessen Hebel mit Gewichten belastet ist, oder mittels eines Bremshebels, der an der Welle befestigt ist und auf eine Wage drückt.

Ist l die Länge des Hebels in Metern und G das Gewicht bzw. der an der Wage abgelesene Hebeldruck in Kilogramm, so ist das Drehmoment gleich

$$\vartheta = l G \text{ kgm.}$$

Die Zugkraft am Umfang der Riemenscheibe vom Radius r ist

$$K_u = \frac{\vartheta}{r} \text{ kg.}$$

Bei der Messung des Anlaufdrehmomentes ist zu berücksichtigen, daß es sich mit der Stellung des Rotors gegenüber dem Stator etwas ändert. Es ist daher der Rotor in verschiedene Stellungen zu bringen und der Mittelwert des Drehmomentes aus den verschiedenen Stellungen zu nehmen.

b) Ermittlung der Arbeitskurven durch Aufnahme des Arbeitsdiagramms. Zur Bestimmung des Arbeitsdiagramms mißt man, wie auf S. 102 gezeigt ist, den Kurzschlußstrom und den Leerlaufstrom sowie den Wattverbrauch bei Kurzschluß und Leerlauf.

Die Ausführung der Messungen und die Aufzeichnung des Diagramms geschieht in der dort angegebenen Weise.

71. Trennung der Verluste.

Die Leerlaufverluste bestehen aus:

1. Reibungsverlusten,
2. Eisenverlusten,
3. Stromwärmeverlusten des Leerlaufstromes.

Die Eisenverluste bestehen wieder aus Hysteresis und Wirbelstromverlusten und den zusätzlichen Verlusten (s. Kap. X).

Die Stromwärmeverluste des Leerlaufstromes lassen sich stets mit genügender Genauigkeit berechnen, und die Reibungsverluste können durch Antrieb mittels eines geeichten Motors oder durch den Auslaufversuch¹⁾ getrennt gemessen werden, wenn man den Stator unerregt läßt.

Zur Trennung der Eisenverluste gibt es verschiedene Mittel, denn sie ändern sich einerseits mit der Periodenzahl, andererseits mit der Geschwindigkeit und endlich mit der Induktion, d. h. der Spannung.

Wir können daher unterscheiden:

- a) Leerlaufversuch bei veränderlicher Periodenzahl.
- b) Leerlaufversuch bei veränderlicher Rotorgeschwindigkeit,
- c) Leerlaufversuch bei veränderlicher Spannung.

a) Leerlaufversuch bei veränderlicher Periodenzahl. Zunächst führen wir bei stillstehendem Rotor und geöffneter Rotorwicklung dem Stator die volle Spannung zu. Der Kraftfluß ist dann derselbe wie bei Leerlauf.

Die Hysteres- und Wirbelstromverluste im Stator $W_{hs} + W_{ws}$ sind ebenfalls dieselben wie bei Leerlauf, dagegen haben wir im Rotor Verluste $W_{hr} + W_{wr}$, entsprechend der vollen Periodenzahl, während keine durch Rotation verursachte zusätzliche Verluste bestehen. Wir können nun die gemessenen Verluste

$$W_h + W_w$$

trennen, wenn wir die Periodenzahl verändern. Es ergibt dann $\frac{W_h + W_w}{c} = f(c)$ eine gerade Linie, die auf die Abszisse $c = 0$ eine Ordinate $\frac{W_h}{c}$ abschneidet (s. S. 206, Fig. 119).

Indem wir nun annehmen, daß die Konstanten σ_h und σ_w im Stator und Rotor gleich groß sind, können wir nach Gl. 151, 152 S. 207 die Stator- und Rotorverluste einzeln berechnen.

Nun macht man einen Leerlaufversuch bei geschlossener Rotorwicklung. Subtrahieren wir von den gemessenen Leerlaufverlusten den Stromwärmeverlust $m_1 J_0^2 r_1$, ferner den getrennt gemessenen Reibungsverlust W_e und die wie oben angegeben bei Stillstand ermittelten Statorhysteres- und Wirbelstromverluste $W_{hs} + W_{ws}$, so bleiben als Rest die zusätzlichen Verluste, weil bei Leerlauf die Hysteres- und Wirbelstromverluste im Rotor fast Null sind.

Diese Messung, die schnell ausführbar ist, wenn man die Periodenzahl verändern kann, ist aber ziemlich ungenau, weil sie voraussetzt, daß σ_h und σ_w im Stator und Rotor gleich groß sind.

¹⁾ s. Gleichstrommaschine Bd. I, 2. Aufl. S. 714.

b) Leerlaufversuch bei veränderlicher Rotorgeschwindigkeit. Führen wir bei geöffneter Rotorwicklung dem Stator eine konstante Spannung zu, so ändern sich bei veränderlicher Geschwindigkeit des Rotors die Hysteresis und Wirbelstromverluste im Rotor, sowie die Reibungsverluste und die zusätzlichen Verluste, während die Statoreisenverluste konstant bleiben.

Die Trennung der Verluste¹⁾ beruht nun darauf, daß 1. von der Leistung, die das Drehfeld auf den Rotor überträgt, nur ein Teil entsprechend der Schlüpfung als Verlust im Rotor verbraucht wird, während der übrige Teil eine mechanische Leistung ist, und 2. daß die zusätzlichen Verluste ebenso wie die Reibungsverluste nur auf mechanischen Wege gedeckt werden können. Denn die Feldpulsationen, die bei der Rotation zusätzliche Verluste hervorrufen, haben ganz andere Periodenzahlen als der Statorstrom, die Verluste können also nicht direkt von ihm gedeckt werden.

Hieraus ergeben sich nun folgende Beziehungen für die elektrisch und mechanisch zugeführten Verluste.

Seien W_{hr} und W_{wr} die Hysteresis- und Wirbelstromverluste im Rotor bei Stillstand, so haben wir bei konstantem Kraftfluß und bei einer Schlüpfung s die Verluste

$$sW_{hr} + s^2 W_{wr} = V_r.$$

Die auf den Rotor übertragene Leistung W_r ist aber, da der Verlust

$$V_r = s W_r$$

ist, gleich

$$W_r = \frac{V_r}{s} = W_{hr} + s W_{wr}.$$

Der erste Teil entspricht der Leistung des Hysteresedrehmomentes (s. S. 109), das bei konstantem Hauptkraftfluß konstant ist, der zweite dem Drehmoment der Wirbelströme, die proportional mit der Schlüpfung abnehmen.

Da das Drehfeld außerdem nur noch die konstanten Statoreisenverluste zu leisten hat, müßte hiernach die dem Stator zugeführte Leistung von Stillstand anfangend mit der Schlüpfung abnehmen. Von der auf den Rotor übertragenen Leistung W_r ist der nach Abzug der Verluste sW_r verbleibende Rest $(1 - s)W_r$ eine mechanische Leistung. Bei untersynchronem Lauf wirkt also die Leistung $(1 - s)W_r$ motorisch und trägt zur Deckung der Reibungs- und zusätzlichen Verluste bei.

Bei übersynchronem Lauf wirken die Drehmomente der Rotorhysteresis und der Wirbelströme wie zuvor im Sinne der Relativ-

¹⁾ nach O. S. Bragstad, Z. f. El. 1905.

bewegung zwischen Drehfeld und Rotor. Die Relativbewegung hat aber ihr Vorzeichen umgekehrt, das Drehmoment wirkt also der Rotorbewegung entgegen, und die Leistung $(1-s)W_r$ muß dem Rotor mechanisch zugeführt werden. Ein Teil davon bleibt als Verlust im Rotor, der übrige Teil wird auf den Stator übertragen und trägt zur Deckung der Statorverluste bei.

Bei Synchronismus ist das Drehmoment der Wirbelströme Null, das Drehmoment der Hysteresis kann aber, wie auf S. 110 gezeigt ist, je nach der Stellung des Rotors alle Werte von $+\vartheta_h$ bis $-\vartheta_h$ annehmen. Beim Durchgang durch Synchronismus nimmt also die dem Stator zugeführte Leistung um den doppelten Betrag der Leistung des Hysteresisdrehmomentes ab. Die dem Rotor mechanisch zuzuführende Leistung ändert sich um den gleichen Betrag, aber im umgekehrten Sinn.

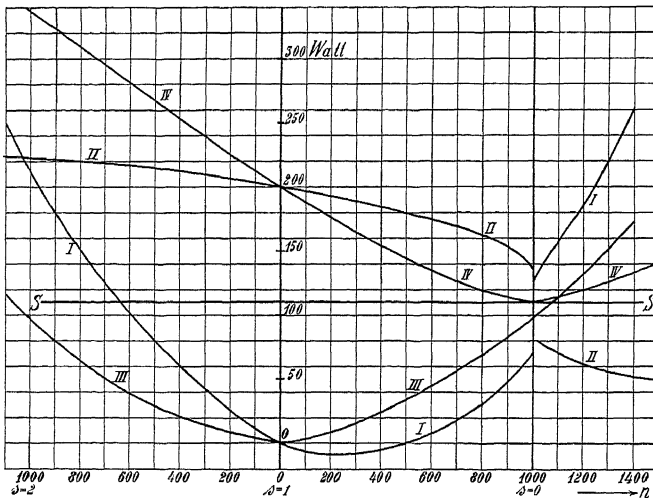


Fig. 189.

Um die Messung durchzuführen, muß somit einerseits die dem Stator elektrisch zugeführte Leistung bei konstantem Kraftfluß mittels Wattmeter, andererseits die dem Rotor mechanisch zugeführte Leistung bei verschiedenen Rotorgeschwindigkeiten gemessen werden. Dies kann entweder durch Antrieb mit einem geeichten Motor oder durch Aufnahme der Auslaufkurve geschehen.

In Fig. 189 ist das Ergebnis einer solchen Messung für einen sechspoligen 5 PS-Motor dargestellt. Die Kurve II zeigt die dem Stator zugeführte Leistung als Funktion der Rotorgeschwindigkeit, und zwar bedeuten die Tourenzahlen rechts von $n=0$ eine Drehung im Sinne des Drehfeldes und links von $n=0$ eine Drehung

gegen das Drehfeld. Der Rotor, dessen Wicklung offen war, wurde hierbei angetrieben.

Bei 1000 Umdrehungen, die Synchronismus entsprechen, zeigt die Kurve einen plötzlichen Sprung, der gleich $2W_{h,r}$ ist. Halbiert man die Ordinatendifferenz bei Synchronismus, so stellt die Ordinate des Halbierungspunktes die konstanten Statoreisenverluste und die Stromwärmeverluste des Erregerstromes dar (letztere sind in Fig. 189 abgezogen d. h. die Abszissenachse ist um den Betrag der Stromwärmeverluste höher gelegt.)

Der Abstand der Kurve II von der Horizontalen \overline{SS} , die den Sprung bei Synchronismus halbiert, ist somit gleich der vom Drehfeld auf den Rotor übertragenen Leistung. Multipliziert man die Ordinatendifferenzen zwischen II und \overline{SS} mit der Schlüpfung s , so ergibt sich Kurve IV, deren Abstände von \overline{SS} die Rotorverluste und deren Abstände von II die mechanische Leistung der Rotorhysterese und Wirbelströme darstellt. Von $s=0$ bis $s=1$ ist die Leistung motorisch. Für $s > 1$ ist die Leistung negativ, d. h. der Drehung entgegengerichtet, und kleiner als die Verluste. Oberhalb Synchronismus ist die Leistung generatorisch und größer als die Verluste.

Fig. 190 zeigt die Auslaufkurve des Motors bei der gleichen Erregung, und zwar stellt

Kurve II den Auslauf bei der Drehung im Sinne des Drehfeldes, Kurve I, bei der die Geschwindigkeiten nach unten aufgetragen sind, für die Drehung gegen das Drehfeld dar.

Kurve II zeigt bei Synchronismus eine Ecke. Sie hat hier zwei verschieden gerichtete Tangenten, denen zwei verschiedene Leistungen entsprechen, und deren Unterschied genau so groß ist, wie der Sprung in Kurve II, Fig. 189. Ferner ist zu ersehen, daß der Rotor (er hat Kugellager und Schwungrad) nicht bis auf Stillstand ausläuft, sondern sich bei einer Geschwindigkeit von ca. 400 Umdr./min weiterdreht. Bei dieser Geschwindigkeit reichen die Drehmomente der Rotorhysterese und Wirbelströme gerade aus, um die Reibungsverluste und die zusätzlichen Verluste zu decken.

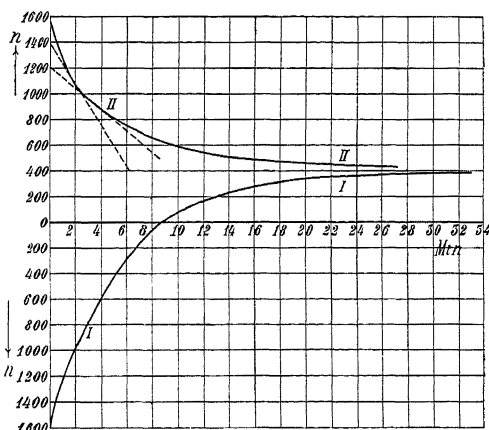


Fig. 190. Aus- und Anlaufkurven bei erregtem Stator.

Dreht man den Rotor gegen das Drehfeld und läßt ihn auslaufen, so bleibt er nicht stehen, sondern kehrt um und läuft, wie

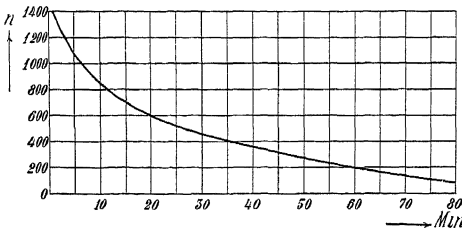


Fig. 191. Auslaufkurve bei unerregtem Stator.

Auslaufversuch an, bei dem der Stator nicht erregt wird. Fig. 191 stellt die Auslaufkurve und Fig. 192 die daraus ermittelten Reibungsverluste W_e für den untersuchten 5 PS-Motor dar.

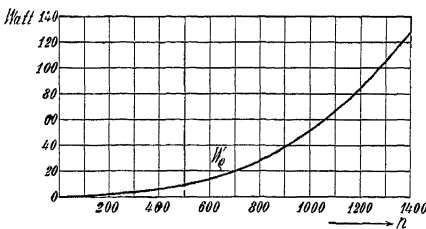


Fig. 192.

Kurve I zeigt, wieder auf dieselbe Geschwindigkeit auf, bis zu der er bei Drehung im Sinne des Drehfeldes ausgelaufen war.

Aus den Aus- und Anlaufkurven I und II ermittelt man nun in bekannter Weise die Verluste. Um die Reibungsverluste zu eliminieren, stellt man einen besonderen

Subtrahiert man nun diese Verluste von der Leistung, die sich aus den Kurven I und II der Fig. 190 ergibt, so verbleiben die dem Rotor mechanisch zugeführten bzw. von ihm abgegebenen Leistungen, die in Kurve I Fig. 189 aufgetragen sind. Hierzu addiert man die Leistungen, die sich

aus der Ordinatendifferenz der Kurven IV und II ergeben und erhält damit Kurve III für die zusätzlichen Verluste in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit.

Aus Fig. 189 und 192 ergeben sich für diesen Motor:

Verlust durch Rotorhysterese 27 Watt,

Verlust durch Rotorwirbelströme 63 Watt,

Verlust durch Statorhysterese und Wirbelströme 110 Watt,

Verlust durch Reibung 51 Watt,

Zusätzliche Verluste 98 Watt.

Auslaufmethode. Die Auslaufmethode eignet sich zur Bestimmung der Verluste besonders gut bei Motoren mit Kugellagern und großen Maschinen, weil diese eine lange Auslaufzeit haben.

Zur Ermittlung der Auslaufkonstanten C kann man bei Maschinen mit Kugellagern eine von O. S. Bragstad¹⁾ angegebene Methode verwenden, die auf einer Schwingungsbeobachtung beruht. Am

¹⁾ s. Gleichstrommaschine Bd. I, 2. Aufl. S. 717.

Umfang der Riemenscheibe wird ein Gewicht angehängt und der Anker in pendelnde Schwingung versetzt. Ist die Schwingungszeit in Sekunden T , G das angehängte Gewicht in Kilogramm und e die Entfernung des Aufhängepunktes von der Wellenmitte, so ist das Trägheitsmoment

$$J_z = \pi \sqrt{\frac{T}{G e}}$$

und die Auslaufkonstante

$$C = 9,81 \left(\frac{\pi}{30} \right)^2 J_z \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (208)$$

Eine andere Methode zur Bestimmung der Auslaufkonstanten bei Asynchronmotoren ist von Th. F. Wall im elektrotechnischen Institut in Karlsruhe ausgearbeitet worden.¹⁾

Sie beruht auf der Messung der Winkelbeschleunigung des Motors, während der Rotor über einen Widerstand kurzgeschlossen ist. Bestimmt man aus dem Arbeitsdiagramm für den gleichen Rotorwiderstand das zu jeder Geschwindigkeit gehörige Drehmoment, so ergibt sich das Trägheitsmoment des Rotors.

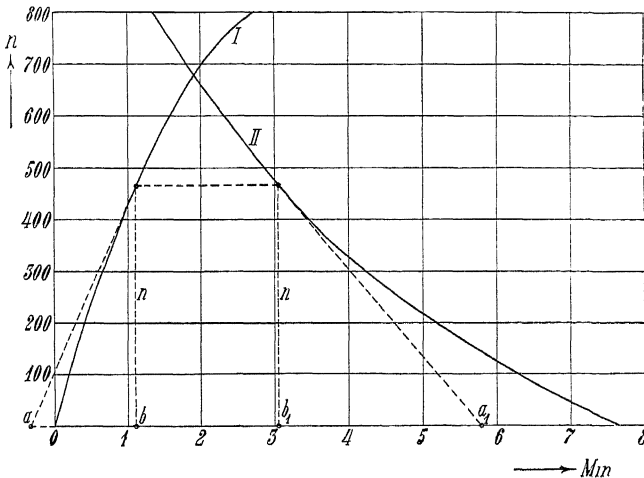


Fig. 193. Anlauf- und Auslaufkurve.

Da beim Anlauf (Kurve I Fig. 193) neben dem Drehmoment der Rotorwicklung auch noch das etwas veränderliche Drehmoment der Hysterese und Wirbelströme wirksam ist, dessen Größe im Diagramm nicht abgelesen werden kann, und außerdem ein verzögerndes Moment besteht, verursacht durch die veränderlichen Verluste, so

¹⁾ s. Electrician, 21. Juni 1907.

hat man den Motor außerdem bei geöffnetem Rotor und bei voller Klemmenspannung am Stator wie bei Leerlauf auslaufen zu lassen (Kurve II Fig. 193).

Die Verzögerung beim Auslauf entspricht dann der Summe der Wirkungen des Verlustmomentes und des treibenden Momentes der Hysteresis und der Wirbelströme.

Hat man auf diese Weise die Anlauf- und Auslaufkurven I und II erhalten, so ergibt sich aus Fig. 193 für die verschiedenen Geschwindigkeiten n die Beschleunigung, die nur dem Moment der Rotorströme entspricht:

$$\frac{dn}{dt} = \frac{dn_I}{dt} - \frac{dn_{II}}{dt} = \frac{n}{ab} - \frac{n}{a_1 b_1},$$

bzw. die Winkelbeschleunigung

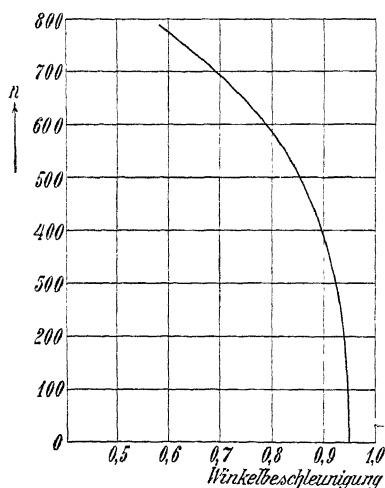


Fig. 194.

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{\pi}{30} \frac{dn}{dt}.$$

Fig. 194 stellt den so gefundenen Zusammenhang zwischen Umdrehungszahl und Winkelbeschleunigung dar.

Um nun das Drehmoment zu erhalten, konstruiert man das Arbeitsdiagramm für den Rotorwiderstand, der beim Anlauf verwendet war, aus Leerlauf- und Kurzschlußversuch und entnimmt ihm in bekannter Weise die Drehmomente ϑ für die verschiedenen Geschwindigkeiten. Es berechnet sich dann das Trägheitsmoment

$$J_z = \frac{\vartheta}{\frac{d\omega}{dt}}$$

und die Auslaufkonstante

$$C = 9,81 \left(\frac{\pi}{30} \right)^2 J_z.$$

Jede Geschwindigkeit ergibt einen Wert für C . Die verschiedenen Werte stimmen im allgemeinen sehr gut überein.

Antrieb mit geeichtem Motor. Anstatt die mechanischen Verluste durch den Auslauf zu ermitteln, können sie auch durch Antrieb mit einem geeichten Motor gemessen werden, wie von Bragstad und Bache-Wiig¹⁾ angegeben worden ist.

¹⁾ Zeitschr. f. Elektrotechnik, Wien 1905.

Zunächst wird der zu untersuchende Motor unerregt bei verschiedenen Geschwindigkeiten unterhalb und oberhalb Synchronismus angetrieben. Die dem Hilfsmotor hierbei zugeführte Leistung ist gleich den Reibungsverlusten des Asynchronmotors vermehrt um die Verluste des Hilfsmotors. Sie sind in Fig. 195 Kurve I aufgetragen.

Dann wird der Stator erregt. Kurve II stellt die dem Hilfsmotor, Kurve III die dem Stator zugeführte Leistung dar. Beide Kurven weisen einen Sprung von gleicher Größe $AC = BD = 2W_{hr}$ auf. Es ist nun wie früher $OF = \text{Statoreisenverluste und Verluste des Leerlaufstromes und } GE = \text{zusätzliche Eisenverluste}$. Um die Reibungsverluste zu erhalten, hätte man von OG noch die Verluste des Hilfsmotors abziehen.

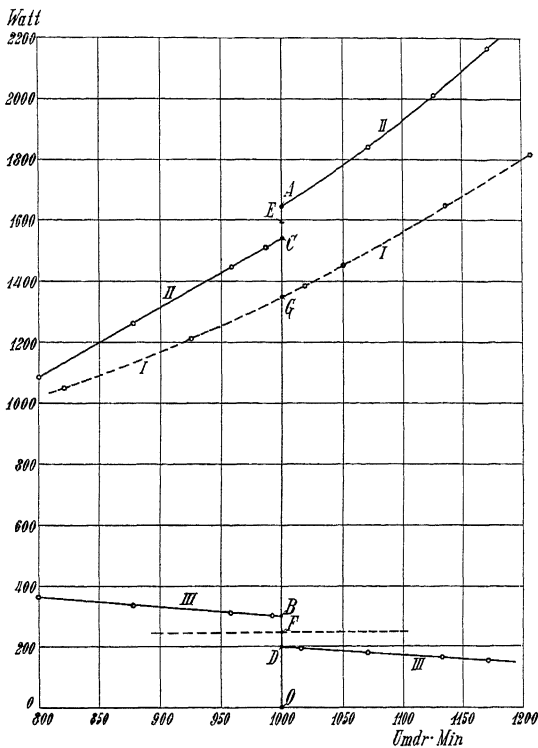


Fig. 195.

c) **Leerlaufversuch bei veränderlicher Spannung.** Da der Motor bei Leerlauf und veränderlicher Spannung immer nahezu synchron läuft, bleiben die Reibungsverluste konstant, es verändern sich nur die Eisenverluste und der Leerlaufstrom.

Die wattlose Komponente des Leerlaufstromes nimmt etwa proportional mit der Spannung ab, die Wattkomponente nimmt zu, wenn die Spannung und der Kraftfluß kleiner werden, weil das Reibungsmoment konstant bleibt.

Man mißt nun bei konstanter Periodenzahl und variabler Klemmenspannung P den Leerlaufstrom J_0 und die Leistung W_0 , wobei man mit einer etwas höheren als der normalen Klemmenspannung anfängt und sie soweit erniedrigt, wie der Motor noch

stabil laufen kann. Subtrahiert man von der Leerlaufleistung W_0 die Verluste des Leerlaufstromes $m_1 J_0^2 r_1$, so bleiben Eisen und Reibungsverluste übrig, die in Fig. 196 als Funktion der Klemmenspannung aufgetragen und mit W_0' bezeichnet sind.

Verlängert man W_0' bis zur Ordinate für $P=0$, so stellt der Ordinatenabschnitt die Reibungsverluste W_e dar.

Die Kurve W_0' enthält auch noch einen kleinen Betrag an Stromwärmeverlusten im Rotor.

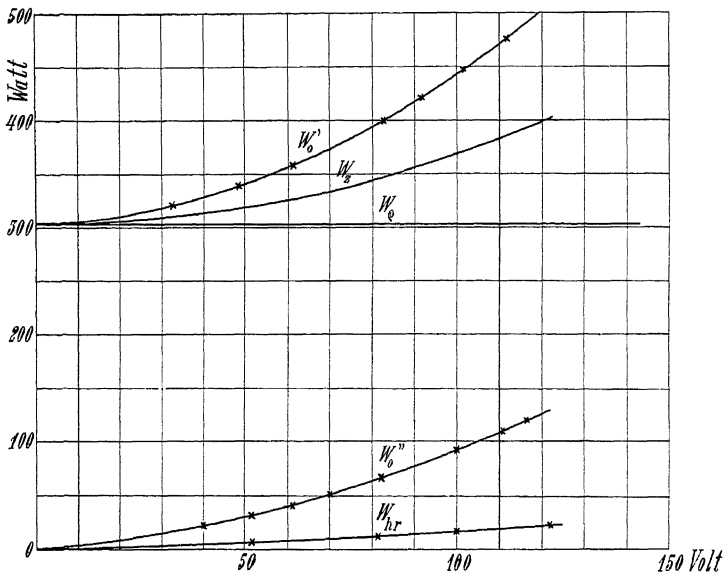


Fig. 196.

Wenn aber die Klemmenspannung nur so weit vermindert wird, daß der Rotor nicht mehr als 1% schlüpft, beträgt der Verlust im Rotor auch nur 1% von den übrigen Verlusten und kann also vernachlässigt werden.

Der Abstand zwischen der Kurve W_0' und der Horizontalen W_0 stellt nun die Eisenverluste dar.

Um diese weiter zu trennen, hat man den Versuch in gleicher Weise bei offener Rotorwicklung zu wiederholen. Hierbei muß der Motor entweder angetrieben werden, oder man öffnet bei Leerlauf die Rotorwicklung plötzlich und liest die Instrumente sofort ab. Die zugeführte Leistung abzüglich der Stromwärmeverluste besteht bei offener Rotorwicklung nur aus den Statoreisenverlusten vermehrt um die Verluste der Rotorhysteresis. Sie ist durch die Kurve W_0'' dargestellt.

Wir haben also aus der ersten Messung

$$W'_o - W_c = \text{Statoreisenverlust} + \text{zusätzliche Verluste,}$$

aus der zweiten

$$W''_o = \text{Statoreisenverlust} + \text{Rotorhysteresis.}$$

Man trennt nun zunächst die Rotorhysteresisverluste, wie früher gezeigt, mittels Beobachtung der zugeführten primären Leistung etwas oberhalb und etwas unterhalb Synchronismus. In Fig. 198 stellt die Kurve $W_{h,r}$ die Rotorhysteresis als Funktion der Spannung dar. Die Differenzen zwischen W'_o und $W_{h,r}$ sind somit die Statoreisenverluste. Subtrahiert man sie von W'_o , so bleiben die zusätzlichen Verluste W_z übrig, die in Fig. 196 durch den Abstand der Kurve W_z von der Geraden W_c gemessen werden.

Messung der zusätzlichen Stromwärmeverluste. Auf S. 214 ist gezeigt worden, daß beim Induktionsmotor bei Belastung Wirbelströme in den Zähnen durch die Pulsationen der Nutenfelder entstehen. Diese Verluste haben wir zu den zusätzlichen Stromwärmeverlusten gezählt, weil sie, von den Nutenfeldern herrührend, dem Quadrate des Stromes proportional sind.

Sie sind weder in den Leerlauf- noch in den Kurzschlußverlusten enthalten, und daher ergibt sich aus dem Arbeitsdiagramm ein um etwa $\frac{1}{2}$ bis 2% zu hoher Wirkungsgrad.

Wie auf S. 217 angegeben ist, erhält man die zusätzlichen Stromwärmeverluste, wenn man den Rotor im Kurzschluß mit voller Umdrehungszahl gegen sein Drehfeld antreibt, als Differenz der hierbei dem Rotor mechanisch zugeführten Leistung und der Reibungsverluste. Da man sie aber im Diagramm nicht durch einen erhöhten Kurzschlußwiderstand einführen kann, weil sie nicht nur mit dem Strom, sondern auch mit der Geschwindigkeit veränderlich sind, so hat man einen Teil der so gemessenen zusätzlichen Stromwärmeverluste (s. Fußnote S. 217) von der aus dem Diagramm erhaltenen Nutzleistung zu subtrahieren, um sie beim Wirkungsgrad berücksichtigen zu können.

Bei einphasigen Induktionsmotoren ist die Messung nicht möglich.

72. Trennung der Widerstände und Reaktanzen von Stator und Rotor.

Die Trennung des Stator- und Rotorwiderstandes, deren Summe man beim Kurzschluß mißt, kann mit Annäherung dann ausgeführt werden, wenn man die Gleichstromwiderstände messen kann, also bei Phasenankern.

Nimmt man an, daß das Verhältnis k , des effektiven Widerstandes zum Gleichstromwiderstand für beide Wicklungen gleich

groß ist, so können wir es aus dem gemessenen Kurzschlußwiderstand und dem Gleichstromwiderstand berechnen.

Es ist

$$k_r = \frac{r_k}{r_{g_1} + r_{g_2} \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{w_1 f_1}{w_2 f_2} \right)^2},$$

und wir können

$$r_1 = k_r r_{g_1},$$

$$r_2 = k_r r_{g_2}$$

setzen.

Die Streureaktanzen kann man nur bei Phasenankern durch zwei Leerlauf- und zwei Kurzschlußversuche trennen, und zwar auch nur dann, wenn das Übersetzungsverhältnis zwischen Stator- und Rotorwicklung $u = \frac{w_1 f_1}{w_2 f_2}$ bekannt ist.

Führt man erstens¹⁾ bei offenem Rotor dem Stator die Spannung P_{10} zu, so ist die im Rotor induzierte EMK (nach S. 67, Gl. 91a):

$$E_{20} = \frac{P_{10}}{u C_1}.$$

Zweitens führt man dem Rotor die Spannung P_{20} zu und mißt die im offenen Stator induzierte EMK. Sie ist

$$E_{10} = \frac{P_{20} u}{C_2}.$$

Es ist also $\frac{u}{C_2}$ und $u C_1$ bekannt, und es wird

$$C_1 = \frac{u C_1}{u} \quad \text{und} \quad C_2 = \left(\frac{C_2}{u} \right) u.$$

Um die Winkel γ_1 und γ_2 zu berechnen, schließt man drittens den Rotor kurz und bestimmt im Stator

$$J_k \text{ und } \varphi_k,$$

und viertens schließt man den Stator kurz und bestimmt

$$J'_k \text{ und } \varphi'_k$$

im Rotor.

Sind ferner Strom J_0 und Phasenverschiebung φ_0 bei Leerlauf, wenn die Rotorwicklung geschlossen ist, und die Phasenverschiebung φ_0' bei Leerlauf vom Rotor aus bestimmt, so wird

$$\operatorname{tg}(\gamma_1 + \gamma_2) = \frac{J_0 \sin(\varphi_0 - \varphi_k)}{J_k - J_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_k)},$$

¹⁾ s. J. L. la Cour, Leerlauf und Kurzschluß.

ferner

$$\Delta \gamma = \frac{1}{2} (\varphi_k' - \varphi_k + \varphi_0' - \varphi_0),$$

$$\gamma_1 = \frac{1}{2} [(\gamma_1 + \gamma_2) + \Delta \gamma],$$

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} [(\gamma_1 + \gamma_2) - \Delta \gamma].$$

Da

$$\mathfrak{C}_1 = 1 + \mathfrak{Y}_a \mathfrak{B}_1 = C_1 e^{-j\gamma_1},$$

$$\mathfrak{C}_2 = 1 + \mathfrak{Y}_a \mathfrak{B}_2' = C_2 e^{-j\gamma_2}$$

und

$$\mathfrak{Y}_0 = \frac{\mathfrak{Y}_a}{\mathfrak{C}_1} = \frac{\mathfrak{Y}_0}{\mathfrak{B}_1}$$

ist, kann man schreiben

$$\gamma_1 = 57,3 y_0 z_1 \sin(\varphi_0 - \varphi_k) = 57,3 (b_0 r_1 - g_0 x_1) \quad . \quad (209)$$

und

$$\gamma_2 = 57,3 y_0 z_2' (\sin \varphi_0 - \varphi_2) = 57,3 (b_0 r_2' - g_0 x_2'). \quad (210)$$

und es wird

$$\Delta \gamma = 57,3 b_0 (r_1 - r_2') + 57,3 g_0 (x_2' - x_1).$$

Die Widerstände der Stator- und Rotorwicklung können durch Gleichstrom bestimmt und daraus dann angenähert wie oben erwähnt $(r_1 - r_2')$ ermittelt werden.

Dann wird

$$\begin{aligned} (x_2' - x_1) &= \frac{\Delta \gamma}{57,3 g_0} + \frac{b_0}{g_0} (r_2' - r_1) \\ &= \frac{P_{10} \Delta \gamma}{57,3 J_{10w}} + (r_2' - r_1) \operatorname{tg} \varphi_0. \quad . \quad (211) \end{aligned}$$

Da ferner

$$x_1 + \frac{x_2'}{C_2} \cong x_k$$

ist, ist es möglich, die Streureaktanzen von Stator und Rotorwicklung getrennt zu ermitteln und ihre Berechnung daraufhin zu prüfen.

73. Messung der Temperaturerhöhung.

Die Messung der Temperaturerhöhung erfolgt nach den Normen des Verbandes deutscher Elektrotechniker für die ruhende Statorwicklung durch Messung der Widerstandszunahme, bei allen anderen Teilen durch Thermometermessung.

Berechnung der Temperaturerhöhung aus der Widerstandszunahme. Der Temperaturkoeffizient des Kupfers ist von 18°C als Normaltemperatur ausgerechnet zu 0,004 anzunehmen, sofern er nicht für jeden Fall besonders bestimmt wird.

Ist r_{T_l} der Widerstand bei der Lufttemperatur T_l und r_{T_a} bei der Temperatur des Kupfers T_a , so ist

$$r_{T_a} = r_{T_l} \frac{1 + 0,004 (T_a - 18^\circ)}{1 + 0,004 (T_l - 18^\circ)} \quad (212)$$

wofür man angenähert setzen kann

$$r_{T_a} = r_{T_l} [1 + 0,004 (T_a - T_l)] \quad (213)$$

Es ist daher die Temperaturerhöhung

$$T_k = T_a - T_l = 250 \frac{r_{T_a} - r_{T_l}}{r_{T_l}} ^\circ \text{C} \quad (214)$$

Die Widerstandsmessung erfolgt genügend genau durch Strom- und Spannungsmessung mit Gleichstrom. Beim Betrieb hat man daher die Statorwicklung an einen Umschalter anzuschließen (siehe Fig. 197).

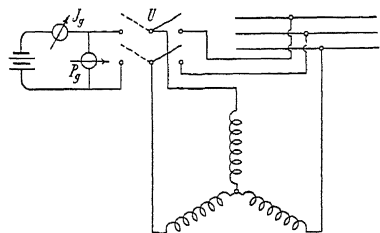


Fig. 197. Schaltung für Widerstandsmessung.

Betriebsmäßig vorgesehene Umhüllungen, Abdeckungen und Ummantelungen usw. dürfen nicht entfernt, geöffnet oder verändert werden. Die Lufttemperatur ist immer in Höhe der Maschinenmitte in 1 m Entfernung von der Maschine zu messen. Während des

letzten Viertels der Versuchszeit ist die Temperatur der umgebenden Luft in regelmäßigen Zeitabschnitten zu messen und daraus ein Mittelwert zu nehmen.

Thermometermessungen. Zwischen Thermometer und dem zu messenden Maschinenteil ist eine möglichst gute Wärmeleitung durch Umgeben der Thermometerkugel mit Stanniol herzustellen. Wärmeverluste sollen ferner tunlichst dadurch vermieden werden, daß man Thermometer und Meßteile mit trockener Putzwolle überdeckt.

Die Ablesung findet erst statt, wenn das Thermometer nicht mehr steigt. Soweit wie möglich sind jeweilig die Punkte höchster und niedrigster Temperatur zu ermitteln und die dort gemessenen Temperaturen bei Bestimmung der Temperaturzunahme zu verwenden.

Die Belastung und die Dauer des Versuchs richtet sich danach, ob die Maschine für Dauerbetrieb, für kurzzeitigen oder für aussetzenden Betrieb bestimmt ist.

Maschinen für Dauerbetrieb sind bis zur Erreichung des stationären Zustandes zu untersuchen, Maschinen für kurzzeitigen Betrieb

nur während der Zeit, für die sie bestimmt sind. Der stationäre Zustand wird im allgemeinen bei kleinen Maschinen schneller erreicht sein als bei großen. Deshalb geben die Normalien des Verbandes deutscher Elektrotechniker an, daß bei Dauerbetrieb die Temperaturerhöhung nach Ablauf von 10 Stunden zu messen ist. Sofern aber für kleine Motoren feststeht, daß die stationäre Temperaturerhöhung nach Ablauf von weniger als 10 Stunden erreicht wird, kann sie nach entsprechend kürzerer Zeit gemessen werden.

Messung der Temperaturerhöhung durch Leerlauf und Kurzschlußversuch. Oft ist es nicht möglich, einen großen Motor im Versuchsraum voll zu belasten und die Erwärmungsprobe durchzuführen. In diesem Falle kann man häufig die Temperaturerhöhung bei Belastung durch Superposition der Temperaturerhöhung

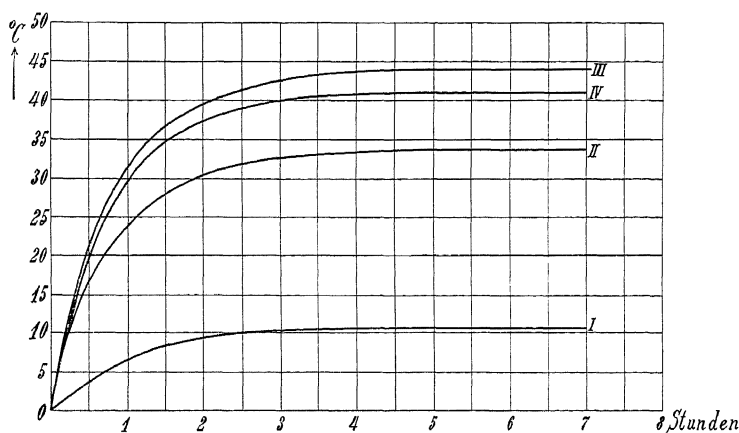


Fig. 198. Erwärmungskurven.

bei Leerlauf und bei Kurzschluß ermitteln. Dabei muß die Maschine im Kurzschluß mit voller Tourenzahl gegen das Drehfeld angetrieben werden, um die gleiche ventilierende Wirkung wie beim Lauf zu erzielen. Nach einer Messung von Bache Wiig¹⁾ an einem 25 PS-Motor der Gesellschaft für elektrische Industrie Karlsruhe ergaben sich die in Fig. 198 dargestellten Erwärmungskurven, die sämtlich am Statoreisen gemessen sind.

Kurve I ist die Temperaturerhöhung beim Kurzschluß, die Endtemperaturerhöhung betrug 11°C . Kurve II ist die Temperaturerhöhung bei Leerlauf mit einer Endtemperaturerhöhung von 33°C .

Kurve III stellt die Summe von I und II dar und ergibt somit eine Endtemperaturerhöhung von $33 + 11 = 44^{\circ}\text{C}$. Wurde der

¹⁾ Z. f. El. 1905.

Motor mit 25 PS gebremst, so ergab sich die Erwärmungskurve IV mit der Temperaturerhöhung 42°C . Die Superposition ergibt also eine um 2°C oder ca. 5% zu große Temperaturerhöhung.

Diese Methode führt jedoch nur dann zu annähernd richtigen Werten, wenn die zusätzlichen Kupferverluste nicht groß sind. Denn in diesem Fall werden die Verluste bei Antrieb gegen das Drehfeld und daher auch die Erwärmung zu groß (s. Fußnote S. 217).

Bei Maschinen für aussetzenden Betrieb hängt die Leistung von der Betriebsart, d. h. von der Dauer der Betriebspause und, wie auf S. 240 gezeigt ist, auch davon ab, ob der Motor während der Betriebspause still steht oder leer läuft, weil die Abkühlung in beiden Fällen sehr verschieden ist. Man hat daher außer den Erwärmungskurven für verschiedene Leistungen auch die Abkühlungskurven zu ermitteln, und aus ihnen ergibt sich, wie auf S. 239 gezeigt ist, die zulässige Belastung bei aussetzendem Betrieb.

74. Messung der Schlüpfung.

Bei kleinen Motoren, die man direkt bremst, bietet die Messung der Schlüpfung einige Schwierigkeit, weil sie durch die Differenz der synchronen Tourenzahl n_1 und der wirklichen Tourenzahl n_2 bestimmt ist, die sich nur wenig unterscheiden.

Die Differenz liegt meist noch im Bereich des Ablesungsfehlers. Eine viel größere Genauigkeit ergibt sich, wenn man die Geschwindigkeitsdifferenz selbst messen kann.

Dies geschieht durch

1. Messung der Periodenzahl des Rotorstromes,
2. Erzeugung einer Pulsation von der Periodenzahl der Schlüpfung,
3. Messung der geschlüpften Tourenzahl
 - a) optisch,
 - b) akustisch,
 - c) durch Differentialtourenzähler.

1. Messung der Schlüpfung durch Messung der Periodenzahl des Rotorstromes. Zur Messung der Periodenzahl des Rotorstromes verwendet man, wie zuerst von Dr. v. Hoor¹⁾ angegeben ist, ein Telephon, dessen Spule von einem Kabel induziert wird, das zwischen Schleifring und Anlasser oder zwischen zwei Schleifringe geschaltet ist. Bei jeder halben Periode des Rotorstromes entsteht ein Ton im Telephon. Werden in t Sekunden

¹⁾ Z. f. El. Wien 1899.

z Töne gehört, so ist der Rotor während dieser Zeit um $\frac{z}{2p}$ Umdrehungen geschlüpft. Ist die während der gleichen Zeit t gezählte Tourenzahl des Rotors n , so ist somit die synchrone Tourenzahl

$$n + \frac{z}{2p}$$

und

$$s = \frac{\frac{z}{2p}}{n + \frac{z}{2p}} = \frac{z}{z + 2pn} \quad \dots \quad (215)$$

Ist die primäre Periodenzahl c_1 bekannt, so ist

$$z = 2s c_1 t \quad \text{und} \quad s = \frac{z}{2c_1 t} \quad \dots \quad (216)$$

An Stelle des Telephons kann man auch ein aperiodisches Galvanometer benutzen oder einen Strommesser direkt in den Rotorkreis einschalten. Man erhält dann ebensoviel Ausschläge wie zuvor Töne im Telephon. Ist der Strommesser polarisiert, so daß er nach beiden Seiten ausschlägt, so erhält man nach einer Seite nur die halbe Anzahl Ausschläge und kann damit den Bereich der deutlichen Ablesungen verdoppeln.

Diese Methode ist zunächst auf Phasenanker mit Schleifringen beschränkt, jedoch hat Rosenberg (Z. f. El., Wien 1899) darauf hingewiesen, daß die Telephonmessung auch bei Motoren mit Käfigankern verwendbar ist. Dies beruht darauf, daß bei jedem Motor ein wenn auch nur schwaches axiales Streufeld besteht, das sich durch Gehäuse, Lager und Welle schließt. Durch kleine, nie zu vermeidende Unsymmetrien teils im Aufbau der Bleche, teils in der Wicklung pulsiert dieses Streufeld, wenn der Rotor sich dreht, mit der Periodenzahl der Schlüpfung. Es ist daher möglich durch eine, z. B. an das Ende des Lagers gehaltene Induktionsspule und ein Telephon Töne von der Periodenzahl der Schlüpfung zu erzeugen.

Der Nachteil dieser Methoden besteht darin, daß sowohl eine genaue Messung der Zeit, als auch eine genaue Kenntnis der Periodenzahl des Generators oder der Tourenzahl des Motors erforderlich ist, die alle mit verschiedenen Meßinstrumenten gleichzeitig gemessen werden müssen.

2. Messung der Schlüpfung durch Erzeugung von Pulsationen von der Periodenzahl der Schlüpfung. Unterbricht man einen parallel zum Stator geschalteten Stromkreis einmal während jeder Umdrehung des Motors durch eine auf der Motorwelle

sitzende Kontaktscheibe, die einmal pro Umdrehung Kontakt macht, so wird, wenn der Motor genau synchron läuft, immer derselbe Wert des Wechselstromes unterbrochen. Schlüpft dagegen der Rotor, so ändert sich der unterbrochene Wert periodisch mit der Periodenzahl der Schlüpfung, d. h. das Maximum wiederholt sich nach $\frac{1}{2 s c_1}$ Sekunden. Diese Pulsationen lassen sich sichtbar machen durch das Aufleuchten einer Glühlampe oder die Schwingungen eines Voltmeters oder durch den Schreiber eines Morseapparates.

Bei einem $2p$ poligen Motor hat man während einer Minute $2 p s n_1 = z$ Schwebungen und erhält hieraus direkt die Anzahl der geschlüpften Touren $s n_1$. Um die Messung der Zeit zu eliminieren, befestigt man nach Seibt¹⁾ die Kontaktscheibe auf der Welle eines gewöhnlichen Tourenzählers mit Schnecke und Schneckenrad. Die Pulsationen erfolgen dann nur während der Zeit, während der der Tourenzähler an die Motorwelle gehalten wird. Hat man in dieser Zeit z Schwebungen beobachtet und zeigt der Tourenzähler n Umdrehungen des Motors, so ist $\frac{z}{2p}$ wieder die Anzahl der geschlüpften Touren und $\frac{z}{2p} + n$ die synchrone Tourenzahl in dem gleichen Zeitintervall, daher ist

$$s = \frac{z}{z + 2 p n}.$$

Um die Zahl der meßbaren Ausschläge zu verdoppeln, kann man ein Voltmeter mit beiderseitigem Ausschlag verwenden oder einen mit Gleichstrom polarisierten Morseschreiber.

Ein Schlüpfungszähler nach diesem Prinzip wurde von Bellini konstruiert (ETZ 1903).

In ähnlicher Weise kann man nach Schweizer (ETZ 1901) die Schlüpfung durch eine Braunsche Kathodenröhre messen, die sich in einem Drehfeld befindet und auf einen Lumineszenzschirm Lumineszenzflecke wirft.

Die Röhre wird von einem Induktorium gespeist, dessen Unterbrecher von der Motorwelle betätigt wird. Ist die Unterbrechungs- zahl gleich der Periodenzahl des Wechselstromes, so erscheinen die Lumineszenzflecke ruhend. Ändert sich die Periodenzahl, so bewegen sich die Flecke im Kreis und machen eine Umdrehung bei einer Änderung der Periodenzahl um ± 1 .

¹⁾ ETZ 1901, S. 194.

Mißt man nun mittels des Tourenzählers wie oben n Umdrehungen an einem $2p$ poligen Motor und z Umdrehungen des Lumineszenz-fleckes, so ist die Schlüpfung

$$s = \frac{z}{pn + z}.$$

Auch an einer Bogenlampe lassen sich die Schwebungen zählen.

3. Optische Messung der Schlüpfung. Auf der Achse des zu untersuchenden Motors wird eine schwarze Scheibe befestigt, die mit einem breiten, weißen, radialen Strich versehen ist. Die Scheibe wird von einer Bogenlampe beleuchtet, die von der Stromquelle des Motors gespeist wird.

Da die Helligkeit der Lampe sich periodisch ändert, wird bei synchronem Lauf der weiße Strich der Scheibe immer wieder hell beleuchtet, wenn der Motor sich um eine Polteilung vorwärts bewegt hat.

Bei einem vierpoligen Motor erscheint daher auf der schwarzen Scheibe ein weißes Kreuz, das still zu stehen scheint, wenn der Motor synchron läuft. Schlüpft der Motor, so rotiert das Kreuz mit der Tourenzahl der Schlüpfung entgegen der Drehrichtung der Scheibe.

Die Tourenzahl der Schlüpfung kann auch mit einer stroboskopischen Scheibe gemessen werden. Man verwendet dazu einen kleinen Synchronmotor, dessen Achse in der Achse des zu untersuchenden Motors aufgestellt wird. Bei dem Schlüpfungszähler der A. E. G.¹⁾ Berlin trägt der Hilfssynchronmotor eine Scheibe mit einer Anzahl segmentförmiger Ausschnitte und der zu untersuchende Motor eine Scheibe mit der gleichen Anzahl geschwärzter und dazwischen liegender weißer Segmente. Betrachtet man diese Scheibe durch die durchbrochene Scheibe des Hilfsmotors, so scheinen die Segmente still zu stehen, wenn beide Motoren sich mit gleicher Tourenzahl drehen. Macht dagegen der Synchronmotor in einer bestimmten Zeit n_1 , der asynchrone n_2 Umdrehungen, so sieht man die Segmente sich drehen. Gehen in dieser Zeit z_1 Segmente an einem festen Punkt vorbei, und ist z_2 die Anzahl Segmente auf der Scheibe, so ist $\frac{z_1}{z_2}$ die Differenz der Tourenzahlen $n_1 - n_2$. Die Tourenzahl n_1 des Synchronmotors wird durch einen ausrückbaren Tourenzähler am entgegengesetzten Wellenende des Hilfsmotors abgelesen. Man erhält daher n_2 und kann mittels der Polzahlen die Schlüpfung berechnen.

¹⁾ Benischke, ETZ 1904, S. 392.

Eine andere von der physikalisch-technischen Reichsanstalt¹⁾ ausgebildete stroboskopische Methode verwendet elektrisch erregte Kapillarwellen.

In einem zylindrischen Glasgefäß, mit einer Stanniolektrode an der Glaswand und einer drahtförmigen Elektrode aus Platin, die etwa in der Mitte des Gefäßes gerade die Wasseroberfläche berührt, entsteht, wenn die Elektroden mit einer Wechselstromquelle verbunden sind, von der drahtförmigen Elektrode ausgehend ein System fortschreitender ringförmiger Oberflächenwellen von der doppelten Frequenz des Wechselstromes.

Diese Wellen scheinen zu ruhen, wenn man die Oberfläche der Flüssigkeit mit Licht von der Frequenz des Wechselstromes beleuchtet.

Setzt man auf die Welle des Motors eine Scheibe mit so viel Schlitzten wie der Motor Pole hat und läßt durch diese Schlitzte das durch eine Linse parallel gerichtete Lichtbündel einer Gleichstromnernstlampe fallen, das die Kapillarwellen an der Wasseroberfläche auf eine weiße Porzellanscheibe am Boden des Gefäßes projiziert, so erscheint bei synchronem Lauf das Ringsystem ruhend.

Schlüpft der Motor dagegen, so gehen in der Zeit t Sekunden z dunkle Ringe an einer auf der Porzellanplatte angebrachten Marke vorüber und es ist

$$2 s c_1 t = z.$$

4. Akustische Messung der Schlüpfung. Alle stroboskopischen Methoden ermüden das Auge schnell und erfordern gespannte Aufmerksamkeit.

Akustisch messen Siemens & Halske²⁾ die Differenz der Tourenzahl des zu untersuchenden Motors und eines Hilfssynchronmotors, der in derselben Achse aufgestellt ist, dadurch, daß beide mittels einer Stiftkupplung an ein Exzenter angreifen. Das Exzenter macht so viel Hin- und Hergänge wie die Differenz der Tourenzahlen beider Maschinen beträgt und betätigt eine Glocke, aus deren Schlägen sich die Tourendifferenz zählen läßt.

5. Messung der Schlüpfung mit Differentialtourenzähler. Zur direkten Messung der Tourendifferenz von synchronem Hilfsmotor und zu untersuchendem Motor verwenden Siemens & Halske²⁾ zwei Tourenzähler, deren Schneckenrad mittels Elektromagnet und Hebel mit der Schnecke in Eingriff gebracht wird. Betätigt man nun die Elektromagnete der Tourenzähler beider Motoren durch

¹⁾ H. Schultze, ETZ 1907, S. 557.

²⁾ Seemann, ETZ 1899, S. 764.

einen Schalter, so erhält man die in genau gleicher Zeit von beiden Motoren gemachten Umdrehungen und daraus die Schlüpfung des Asynchronmotors.

Der Schlüpfungszähler von Schwarzkopff nach Ziehl (ETZ 1901) besitzt zwei Tourenzähler. Die Welle des einen wird mittels flexibler Welle an den synchronen Hilfsmotor angedrückt und zählt die Umdrehungen des Hilfsmotors; der zweite hat ein drehbares Gehäuse, das mit der Welle des ersten Tourenzählers verbunden ist und sich ebenso schnell wie dieser dreht, während die Welle des zweiten Tourenzählers an die Welle des Asynchronmotors gedrückt wird und dessen Tourenzahl mißt. Das Zählwerk des Tourenzählers mit drehbarem Gehäuse zeigt daher die Differenz der Tourenzahlen beider Maschinen an.

Fünfzehntes Kapitel.

Vorberechnung eines Induktionsmotors.

75. Allgemeines über den Entwurf eines Induktionsmotors. — 76. Angaben über Wirkungsgrad, Leistungsfaktor und Überlastungsfähigkeit normaler Motoren. — 77. Polzahl und Tourenzahl. — 78. Größe des Luftspaltes. — 79. Wahl des Verhältnisses von Länge zur Polteilung. — 80. Bedingung für die geringsten Kosten des aktiven Materials. — 81. Größe der Luftinduktion B_l und der linearen Belastung AS . — 82. Berechnung der Hauptabmessungen. — 83. Berechnung der Eisenlängen l und l_1 . — 84. Berechnung der Statorwicklung und der Statornuten. — 85. Berechnung der Rotorwicklung und der Rotornuten. — 86. Berechnung der Eisenhöhe des Stators und des Rotors. — 87. Prüfung der berechneten Hauptabmessungen.

75. Allgemeines über den Entwurf eines Induktionsmotors.

Beim Entwurf eines guten Induktionsmotors werden zunächst, wie bei allen elektrischen Maschinen, folgende Forderungen gestellt:

1. Geringe Materialkosten,
2. Geringe Herstellungskosten,
3. Temperaturerhöhung innerhalb zulässiger Grenzen,
4. Hoher Wirkungsgrad,
5. Große Betriebssicherheit.

Hierzu treten noch weitere Anforderungen, die aus dem besonderen Verhalten des Induktionsmotors folgen. Zu diesen gehören:

6. Ausreichende Überlastungsfähigkeit,
7. Hoher Leistungsfaktor,

und ferner, besonders bei Motoren mit Käfiganker:

8. Genügendes Anzugmoment.

Ist eine Maschine zu berechnen, so sind ihre Leistung und die Bedingungen, unter denen sie arbeiten soll, bekannt.

Zur Festlegung der Hauptabmessungen benutzt man dieselbe Beziehung zwischen den Hauptabmessungen, der Leistung, Touren-

zahl und der Beanspruchung der Materialien, die für alle dynamo-elektrischen Maschinen gilt.

Es ist die Leistung in KVA (Kilovoltampere)

$$KVA = m_1 E_1 J_1 10^{-3}.$$

Bei sinusförmiger Spannung ist hierin

$$\begin{aligned} E_1 &= \pi \sqrt{2} c w_1 f_1 \Phi 10^{-8} \\ &= \pi \sqrt{2} p \frac{n_1}{60} w_1 f_1 \Phi 10^{-8}, \end{aligned}$$

worin n_1 die synchrone Tourenzahl des Motors ist.

Setzt man

$$\Phi = B_l \alpha_i l_i \frac{\pi D}{2p}$$

und

$$2 m_1 J_1 w_1 = \pi D AS,$$

worin AS die Zahl der Amperedrähte pro Zentimeter Umfang oder die lineare Belastung ist, so wird

$$\begin{aligned} KVA &= m_1 J_1 \pi \sqrt{2} p \frac{n_1}{60} w_1 f_1 B_l l_i \alpha_i \frac{\pi D}{2p} 10^{-11} \\ &= \frac{\pi D AS}{2} \pi \sqrt{2} \frac{n_1}{60} f_1 B_l l_i \alpha_i \frac{\pi D}{2} 10^{-11} \\ &= \frac{D^2 l_i n_1 \alpha_i f_1 B_l AS}{5,5} 10^{-11} \end{aligned}$$

oder

$$D^2 l_i = \frac{5,5 \cdot 10^{11} KVA}{\alpha_i f_1 B_l AS n_1}.$$

Für das Grundfeld ist

$$\alpha_i = \frac{2}{\pi}$$

und

$$D^2 l_i = \frac{8,6 \cdot 10^{11}}{f_1 B_l AS} \cdot \frac{KVA}{n_1} \quad . \quad . \quad . \quad (217)$$

Hierin steht links eine Funktion der Hauptabmessungen D und l_i , rechts die Leistung in KVA , die Tourenzahl, sowie die elektrische (AS) und magnetische (B_l) Beanspruchung des Ankerumfanges.

Wir wollen nun zunächst den Einfluß der verschiedenen Größen auf die Wirkungsweise, und zwar insbesondere auf den Leistungsfaktor und die Überlastungsfähigkeit des Motors sowie auf die Kosten der Maschine untersuchen.

Größter Leistungsfaktor und Überlastungsfähigkeit. Nach Gl. 113 S. 107 ist der maximale Leistungsfaktor angenähert

$$(\cos \varphi)_{max} = \frac{J_{ki} - J_{0wl}}{J_{ki} + J_{0wl}}.$$

Den Strom

$$J_{ki} = \frac{P_1}{x_k}$$

haben wir als ideellen Kurzschlußstrom bezeichnet, der auftreten würde, wenn die Stator- und Rotorwicklung keine Verluste, sondern nur Streuung hätten.

Verlangt man, daß $(\cos \varphi)_{max}$ mindestens 0,9 beträgt, so muß

$$\frac{J_{ki}}{J_{0wl}} \geq 19$$

sein.

Nun ist der Motor möglichst so zu entwerfen, daß der größte Leistungsfaktor bei Vollast auftritt. Die Bedingung hierfür ist nach Gl. 115, S. 108

$$\frac{J_1 x_k}{P_1} = \frac{J_{0wl}}{J_1}$$

oder

$$\frac{J_1}{J_{ki}} = \frac{J_{0wl}}{J_1}.$$

Führen wir hierin die Bedingung für $(\cos \varphi)_{max} \geq 0,9$ ein, so ergibt sich

$$\frac{J_1}{J_{ki}} = \frac{J_1 x_k}{P_1} = \frac{J_{0wl}}{J_1} \leq \sqrt{\frac{1}{19}} = 0,23 \quad . \quad . \quad (218)$$

d. h. damit bei Vollast der Leistungsfaktor $\geq 0,9$ ist, soll die Kurzschlußreaktanz des Vollaststromes $J_1 x_k$ etwa 23% der Klemmenspannung einer Phase und der Magnetisierungsstrom etwa 23% des Vollaststromes nicht überschreiten.

Die maximale Leistung des Induktionsmotors ist nach Gl. 117b S. 109

$$W_{2max} = m_1 P_1 \frac{J_k - J_0}{2(1 + \cos \varphi_k)}.$$

Die normale Leistung ist

$$W_2 = m_1 P_1 J_1 \eta \cos \varphi,$$

daher die Überlastungsfähigkeit

$$U = \frac{W_{2max}}{W_2} = \frac{J_k - J_0}{J_1} \cdot \frac{1}{2(1 + \cos \varphi_k) \eta \cos \varphi} \quad . \quad . \quad (219)$$

Man verlangt meistens, daß die Überlastungsfähigkeit etwa 2 sein soll, d. h. daß der Motor bei konstanter Klemmenspannung erst bei der doppelten normalen Belastung außer Tritt fällt.

Nehmen wir für normale Motoren mittlerer Größe mit Schleifringen

$$\eta \cong 0,9, \quad \cos \varphi \cong 0,9$$

und

$$\cos \varphi_k \cong 0,3$$

an, so wird

$$(1 + \cos \varphi_k) \eta \cos \varphi \text{ angenähert gleich } 1.$$

Es soll daher

$$\frac{J_k - J_0}{J_1} \cong 2 U$$

sein, oder, da J_0 klein gegen J_k , ist

$$\frac{J_k}{J_1} \cong 2 U,$$

somit für $U=2$

$$\frac{J_k}{J_1} \geq 4.$$

Um dies zu erreichen, muß

$$\frac{J_1 x_k}{P_1} = \frac{J_1}{J_k} \sin \varphi_k \leq \frac{1}{4} \sin \varphi_k \dots \dots \dots (220)$$

sein, d. h. um eine etwa zweifache Überlastungsfähigkeit zu erhalten, soll die Kurzschlußreaktanz des Vollaststromes weniger als 25 % der Klemmenspannung einer Phase betragen.

Wir sehen, daß die Bedingungen für eine etwa zweifache Überlastungsfähigkeit und für einen Leistungsfaktor von mindestens 0,9 bei Vollast sich decken. Sie geben uns einen Anhalt für den Entwurf eines guten Induktionsmotors. Wir wollen nun, nachdem noch einige Angaben über normale Motoren gemacht sind, untersuchen, wie die einzelnen bei der Vorausberechnung maßgebenden Größen zu wählen sind, damit die gefundenen Bedingungen eingehalten werden.

76. Angaben über Wirkungsgrad, Leistungsfaktor und Überlastungsfähigkeit normaler Motoren.

Bei der Vorausberechnung eines Motors ist es zur Beurteilung der erlangten Ergebnisse notwendig zu wissen, welche Werte des Wirkungsgrades, des Leistungsfaktors und der Überlastungsfähig-

keit mit einem wirtschaftlich gebauten Motor erreichbar sind. Die nachfolgenden Tabellen geben Werte, die den Preislisten der Siemens-Schuckert-Werke, der A. E. G. und anderer Firmen entnommen sind. Die Werte gelten mit einem Spielraum von $\pm 1\%$.

Leistung	Umdr./min	Klemmenspannung verkettet	Wirkungs- grad	Leistungs- faktor
PS	n	P	η	$\cos \varphi$
5	1500	110 bis 500	86	0,89
10	1500	110 „ 1000	88	0,89
50	1500	110 „ 2000	91	0,91
100	1500	110 „ 3000	92	0,91
200	1500	110 „ 5000	93	0,91
400	1500	110 „ 5000	93	0,91
10	1000	110 „ 1000	87,5	0,88
50	1000	110 „ 3000	91	0,90
100	1000	110 „ 3000	92	0,90
180	1000	110 „ 5000	92,5	0,90
300	1000	110 „ 5000	93	0,90
10	500	110 „ 1000	85	0,83
50	500	110 „ 3000	90	0,86
100	500	110 „ 5000	91	0,88
140	500	110 „ 5000	92	0,90
260	500	110 „ 5000	93	0,90
10	375	110 „ 1000	82	0,80
50	375	110 „ 3000	87,5	0,84
100	375	110 „ 5000	91,5	0,86
200	375	110 „ 5000	93	0,90
340	375	110 „ 5000	93	0,90

Bei höherer Spannung von 5000—10000 Volt sind bei großen und kleinen Motoren η und $\cos \varphi$ $\frac{1}{2}$ bis 2% kleiner. Bei Motoren mit Kurzschlußankern sind η und $\cos \varphi$ etwa $\frac{1}{2}\%$ (bei großen Motoren) bis 3% (bei kleinen Motoren) größer als bei Schleifringankern. Die Tabelle bezieht sich auf 50 Perioden.

Die Überlastungsfähigkeit ist so bemessen, daß die Motoren bei normaler Spannung und Umdrehungszahl vorübergehend mit ungefähr dem doppelten des normalen Drehmomentes belastet werden können ohne abzufallen. Bei normalem Drehmoment kann daher die Klemmenspannung auf etwa 70% ihres normalen Wertes sinken, ohne daß der Motor abfällt.

77. Polzahl und Tourenzahl.

Ist die Periodenzahl gegeben, so ist die Polzahl durch die Tourenzahl festgelegt.

Die Polzahl ist von direktem Einfluß auf den Leistungsfaktor, weil der Magnetisierungsstrom mit der Polzahl wächst. Setzen wir die wattlose Komponente des Leerlaufstromes J_{0wl} , die fast genau gleich der wattlosen Komponente J_{awl} des Magnetisierungsstromes ist,

$$J_{0wl} = \frac{p AW_k}{\frac{m_1}{2} \frac{4}{\pi} \sqrt{2} w_1 f_1}$$

und für die Amperewindungen pro magnetischen Kreis annähernd

$$AW_k \cong AW_z + AW_l$$

oder

$$AW_k \cong k_z AW_l = 1,6 \delta k_1 k_z B_l,$$

so ergibt sich das Verhältnis des Leerlaufstromes zum Vollaststrom

$$\frac{J_{0wl}}{J_1} = \frac{1,6 k_1 k_z p \delta B_l}{J_1 m_1 \frac{2}{\pi} \sqrt{2} w_1 f_1}$$

und da

$$2 \eta_1 J_1 w_1 = \pi D AS = 2 p \tau AS$$

ist,

$$\frac{J_{0wl}}{J_1} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} 1,6 \frac{k_1 k_z}{f_1} \frac{B_l}{AS} \frac{\delta}{\tau} = \text{Konst.} \frac{B_l}{AS} \frac{\delta}{\tau} \quad (221)$$

Da nach Gl. 113 S. 107 für den maximalen Leistungsfaktor das Verhältnis von $\frac{J_{ki}}{J_{0wl}}$ maßgebend ist, berechnen wir

$$\frac{J_1}{J_{ki}} = \frac{J_1 x_k}{P_1}$$

Es wird

$$\frac{J_1 x_k}{P_1} \cong \frac{J_1 x_k}{E_1} = \frac{J_1 4\pi c w_1^2 \sum \frac{l_x \lambda_x}{q}}{p \pi \sqrt{2} c w_1 f_1 \Phi}$$

Hierin ist $\sum \left(\frac{l_x \lambda_x}{q} \right)$ die Summe der Leitfähigkeiten der Streuflüsse der Stator- und Rotorwicklung dividiert durch die Nutenzahl pro Pol und Phase des Stators bzw. Rotors.

Da $q = \frac{Q}{m}$ ist, worin Q die gesamte Nutenzahl pro Pol bedeutet, können wir setzen

$$\sum \left(\frac{l_x \lambda_x}{q} \right) = l_i m_1 \sum \left(\frac{\lambda}{Q} \right),$$

worin $\Sigma(\lambda)$ die auf die Ankerlänge l_i reduzierte Leitfähigkeit für 1 cm Länge

$$\Sigma(\lambda) = \lambda_n + \lambda_k + \frac{l_s}{l_i} \lambda_s = \lambda_N$$

ist. Es wird dann

$$\sum \left(\frac{l_x \lambda_x}{q} \right) = l_i m_1 \left(\frac{\lambda_{N_1}}{Q_1} + \frac{m_2}{m_1} \frac{\lambda_{N_2}}{Q_2} \right)$$

und

$$\sum \left(\frac{\lambda}{Q} \right) = \frac{\lambda_{N_1}}{Q_1} + \frac{m_2}{m_1} \frac{\lambda_{N_2}}{Q_2}.$$

Daher ist

$$\frac{J_1 x_k}{E_1} = \frac{J_1 2 \sqrt{2} w_1 m_1 l_i \sum \left(\frac{\lambda}{Q} \right)}{f_1 p \Phi}.$$

Setzt man hierin wieder

$$2 m_1 J_1 w_1 = \pi D A S$$

und

$$p \Phi = \alpha_i \frac{\pi D}{2} l_i B_i,$$

so ist

$$\frac{J_1 x_k}{E_1} = \frac{J_1}{J_{k_i}} = \frac{2 \sqrt{2} A S}{f_1 \alpha_i B_i} \sum \left(\frac{\lambda}{Q} \right) \quad . \quad . \quad (222)$$

Aus den Gl. 221 und 222 erhalten wir

$$\frac{J_{k_i}}{J_{0wl}} = \frac{f_1^2 \alpha_i \frac{\tau}{\sigma}}{1,6 \pi k_1 k_z \sum \left(\frac{\lambda}{Q} \right)} = \frac{f_1^2 \alpha_i}{5 k_1 k_z} \frac{\frac{\tau}{\sigma}}{\sum \left(\frac{\lambda}{Q} \right)} \quad . \quad (223)$$

Dieses Verhältnis bestimmt (s. Gl. 113, S. 107) den größten Leistungsfaktor. Der größte mögliche Leistungsfaktor ist somit unabhängig von AS und B_i , und er ist um so größer, je größer die Polteilung ist, d. h. je kleiner die Polzahl bei einem gegebenen Ankerdurchmesser und Luftraum, endlich um so größer, je kleiner die Leitfähigkeit der Streuflüsse ist.

Wir können unterscheiden zwischen schnellaufenden Motoren, d. h. solchen mit großer Polteilung, und langsam laufenden Motoren mit kleiner Polteilung. Bei ersteren bietet die Erzielung eines großen Leistungsfaktors keine Schwierigkeit. Bei großer Polteilung

kann $\frac{\tau}{\delta}$ groß gemacht werden, und es ist möglich, die Wicklung in viele Nuten zu verteilen und dadurch die Streuflüsse klein zu machen. Bei langsam laufenden Motoren ist beides schwieriger.

Den Luftspalt wird man so klein machen wie die mechanische Sicherheit und die Herstellung es zulassen.

78. Größe des Luftspaltes.

Der Luftspalt darf bei einem gegebenen Ankerdurchmesser um so kleiner werden, je kleiner die Umfangsgeschwindigkeit, d. h. die Polteilung ist. Denn mit der Umfangsgeschwindigkeit nimmt die Größe der Schwingungen ab, die von einer Durchbiegung der Welle herrühren.

Je breiter die Maschine bei gegebenem Ankerdurchmesser und gegebener Polteilung ist, um so größer muß der Luftspalt werden. Denn mit der Polfläche wächst der einseitige magnetische Zug für eine bestimmte Durchbiegung der Welle, und je breiter die Maschine ist, um so schwieriger ist die genaue Montage. Allen diesen Rücksichten kann natürlich nur durch Erfahrung Rechnung getragen werden. Als Anhalt für die Wahl des Luftspaltes kann die Formel gelten

$$\frac{\tau}{\delta} \cong \frac{1100 \text{ bis } 1200 - 200 \frac{l}{\tau}}{3 + 1,8 D_{\text{meter}}} \quad (224)$$

Sie bezieht sich auf 50 Perioden. Bei kleinerer Periodenzahl ist die Umfangsgeschwindigkeit bei gleicher Polteilung kleiner, daher darf der Luftraum kleiner, also $\frac{\tau}{\delta}$ größer werden. Bei mitt-

leren Längen $\frac{l}{\tau} \cong 1$ ist

$$\frac{\tau}{\delta} \cong \frac{1000}{3 + 1,8 D_{\text{meter}}} \quad (225)$$

79. Wahl des Verhältnisses von Pollänge zur Polteilung.

Nehmen wir an, es seien für eine Maschine von gegebener Leistung und Tourenzahl die spezifischen Belastungen B_l und AS festgesetzt. Es ist damit nach Gl. 217

$$D^2 l_i = \frac{8,6 \cdot 10^{11} KVA}{f_1 B_l AS n_1}$$

das Produkt der Hauptdimensionen gegeben. Es handelt sich nun darum, das Produkt so aufzulösen, daß die Maschine allen Anforderungen an Leistungsfaktor, Überlastungsfähigkeit, Wirkungsgrad und Kosten am besten entspricht.

Da bei gegebener Tourenzahl und Periodenzahl die Polteilung τ dem Durchmesser proportional ist, untersuchen wir, welchen Einfluß das Verhältnis $\frac{l}{\tau}$ hat.

Einfluß des Verhältnisses der Pollänge zur Polteilung auf die Leitfähigkeit der Streuflüsse. Die Leitfähigkeit der Streuflüsse ist nach Gl. 70 S. 53 aus drei Teilen zusammengesetzt.

$$\lambda_N = \lambda_n + \lambda_k + \frac{l_s}{l_i} \lambda_s.$$

Die Leitfähigkeit des Nutenraumes λ_n wächst mit der Tiefe der Nut um so mehr, je schmaler die Nut ist. Durchschnittlich ist für halbgeschlossene Nuten

$$\lambda_n = 1,2 \text{ bis } 2.$$

λ_k ist nach Gl. 68 proportional der Zahnkopfbreite und bei halbgeschlossenen Nuten auch proportional der Zahnteilung

$$t = \frac{\tau}{Q}$$

und umgekehrt proportional dem Luftspalt δ , so daß λ_k proportional $\frac{1}{Q} \frac{\tau}{\delta}$ ist.

Die Leitfähigkeit $\frac{l_s}{l} \lambda_s$ wächst, da λ_s meist in den Grenzen 0,8 bis 1,2 liegt, hauptsächlich mit $\frac{l_s}{l}$ und, da $l_s \cong 1,5 \tau$ ist, wird $\frac{l_s}{l} \lambda_s$ proportional $\frac{\tau}{l}$.

Wir können also setzen

$$\sum \frac{\lambda}{Q} = \frac{1}{Q} \left(k' + \frac{k''}{Q} \frac{\tau}{\delta} + k''' \frac{\tau}{l} \right) \quad . \quad . \quad (226)$$

worin Q etwa der Mittelwert der Nutenzahlen pro Pol des Stators und Rotors ist und die drei Koeffizienten k' , k'' , k''' nicht viel veränderlich sind.

Die Größe $\frac{\tau}{\delta}$, die für die Kopfstreuung maßgebend ist, ist durch die Forderung nach dem kleinsten mechanisch ausführbaren Luftspalt festgelegt. Dagegen sehen wir aus dem letzten Gliede, daß auch das Verhältnis von Polteilung zu Pollänge einen Einfluß auf die gesamte Leitfähigkeit hat.

Denken wir uns eine Maschine in zwei Ausführungen, die eine mit kleiner Länge und großer Polteilung, die andere mit größerer Länge und kleiner Polteilung, so wird bei gleicher Nutenzahl Q die Maschine mit großer Polteilung weitere Nuten erhalten und daher das erste Glied in Gl. 226 kleiner werden als bei der zweiten Maschine. Dagegen wird sie auch längere Stirnverbindungen erhalten, und das letzte Glied wird zunehmen.

Um dies Verhalten näher zu untersuchen, wurden eine Anzahl Motoren in verschiedenen Ausführungen durchgerechnet, und zwar so, daß für jede Maschine Leistung und Tourenzahl und somit das Produkt $D^2 l_i$ (s. Gl. 217) konstant blieb und nur das Verhältnis $\frac{l}{\tau}$ geändert wurde. Es bleibt daher das Produkt $B_l AS$ dasselbe, und damit in Gl. 222 auch $\frac{B_l}{AS}$ konstant bleibt, müssen B_l und AS konstant bleiben. Bei konstanter spezifischer Belastung AS ist die Windungszahl einer Phase w_1 dem Durchmesser proportional, und da die Nutenzahl Q sich nicht ändert, sind auch die Zahnteilung t_1 und die Drahtzahl einer Nut dem Durchmesser proportional.

Um alle anderen Größen in Gl. 223 außer $\sum \left(\frac{\lambda}{Q} \right)$ konstant zu halten, bleibt $\frac{\tau}{\delta}$ konstant, und um dieselbe Zahnsättigung und

dasselbe k_z zu erhalten, muß die Zahnstärke der Nutenteilung, d. h. dem Durchmesser proportional sein. Dann ist auch die Nutenweite dem Durchmesser proportional, und da der Kupferquerschnitt einer Nut sich auch proportional mit dem Durchmesser ändert, bleibt die Nutenhöhe konstant. Um die Größe k_1 , die vom Verhältnis der Nutenöffnung zum Luftraum abhängt, konstant zu halten, ist auch die Nutenöffnung proportional mit dem Durchmesser zu verändern.

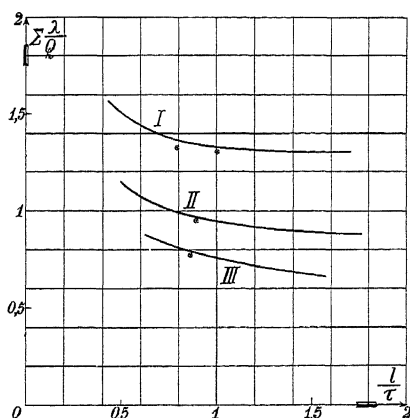


Fig. 199.

Dann bleibt λ_n konstant, und es ändern sich nur λ_n und $\frac{l_s}{l} \lambda_s$.

In Fig. 199 ist für einige Motoren $\sum \left(\frac{\lambda}{Q} \right)$ für Stator und Rotor zusammen als Funktion des Verhältnisses $\frac{l}{\tau}$ aufgetragen. Kurve I bezieht sich auf einen Motor mit

$$Q_1 = 9 \quad Q_2 = 12 \quad \frac{\tau}{\delta} = 262$$

für Kurve II ist

$$Q_1 = 9 \quad Q_2 = 15 \quad \frac{\tau}{\delta} = 195$$

für Kurve III ist

$$Q_1 = 15 \quad Q_2 = 24 \quad \frac{\tau}{\delta} = 280.$$

Das Gemeinsame dieser Kurven ist, daß die Leitfähigkeit der Streuflüsse bei kleinen Längen stark zunimmt, weil hier der Einfluß der langen Stirnverbindungen die Abnahme der Leitfähigkeit des Nutenraumes bei weitem überwiegt.

Von $\frac{l}{\tau} = 1$ bis 1,2 aufwärts ist die gesamte Leitfähigkeit nicht mehr stark veränderlich.

Die in die Kurven eingetragenen Punkte beziehen sich auf die wirkliche Ausführung der betreffenden Maschine und sind aus der bei Kurzschluß gemessenen Reaktanz x_k erhalten. Die Übereinstimmung mit dem berechneten Werte ist somit gut.

Aus Fig. 199 ergibt sich, daß man, um unter sonst gleichen Verhältnissen eine gute Überlastungsfähigkeit und einen hohen Leistungsfaktor zu erhalten, $\frac{l}{\tau}$ nicht unter 1,0 bis 1,2 wählen sollte, sofern man nicht gezwungen ist, bei kleinem Durchmesser die Nutenzahl herabzusetzen. Bei kleinen Motoren kann es mit Rücksicht auf die kleinste Zahnstärke nötig werden, $\frac{l}{\tau} < 1$ zu machen, um eine genügende Anzahl Nuten unterbringen zu können. Andererseits werden wir aber sehen, daß mit Rücksicht auf den Wirkungsgrad $\frac{l}{\tau}$ nicht zu groß werden soll.

Einfluß von $\frac{l}{\tau}$ auf die Gewichte und die Verluste. Wir betrachten zunächst den Einfluß auf das Kupfergewicht. Bezeichnet s_a das Mittel der Stromdichte im Stator- und Rotorkupfer, so ist, da AS im Stator und Rotor fast gleich groß ist, der gesamte Querschnitt aller Stator- und Rotordrähte zusammen.

$$\frac{2\pi D AS}{s_a} \text{ mm}^2.$$

Die Länge eines Drahtes ist im Durchschnitt

$$l_a = l_1 + 1,5 \tau \text{ cm,}$$

daher das gesamte Kupfervolumen

$$\frac{2 \pi D A S}{s_a} (l_1 + 1,5 \tau) 10^{-5} \text{ dm}^3$$

und das Kupfergewicht

$$G_k = 8,9 \frac{2 \pi D A S}{s_a} (l_1 + 1,5 \tau) 10^{-5} \text{ kg} \quad . \quad (227)$$

Der gesamte Stromwärmeverlust ist daher

$$= 2 \pi D A S s_a \left(\frac{l_1 + 1,5 \tau}{4800} \right) \text{ Watt},$$

wenn der spezifische Widerstand des warmen Kupfers gleich $\frac{1}{4800}$ gesetzt wird.

Das Gewicht besteht aus zwei Teilen, dem Gewicht des im Eisen eingebetteten Kupfers und dem der Stirnverbindungen, die sich wie $\frac{l_1}{1,5 \tau}$ verhalten. Das Minimum des Kupfergewichtes und der Verluste bedingt daher ein bestimmtes Verhältnis der beiden Teile, d. h. von Länge zur Polteilung. Setzt man in Gl. 227

$$\pi D = 2 p \tau$$

ein, so wird

$$G_k = 8,9 \frac{2 A S}{s_a} 2 p \tau (l_1 + 1,5 \tau) 10^{-5} \quad . \quad (228)$$

Verändert man wie oben das Verhältnis l/τ , während alle anderen Größen und somit auch $\tau^2 l$ konstant bleiben, so verändert sich nur das Produkt $\tau (l_1 + 1,5 \tau)$. Durch Differentiation ergibt sich das Minimum des Kupferverbrauches, wenn $l_1 = 3 \tau$ ist, d. h. wenn die Länge des im Eisen eingebetteten Kupfers doppelt so groß ist wie die Länge der Stirnverbindungen.

Das Minimum verläuft aber sehr flach, wie Fig. 200 zeigt. In dieser Figur ist das Kupfergewicht als Funktion von l/τ aufgetragen, wobei das Gewicht für $l/\tau = 1$ als Einheit (100%) angenommen ist. Das Minimum bei $l/\tau = 3$ beträgt dann 86,5% und bei $l/\tau = 1,5$ ist das Gewicht 91,5% von dem für $l/\tau = 1$, also nur 5% größer als das Minimum.

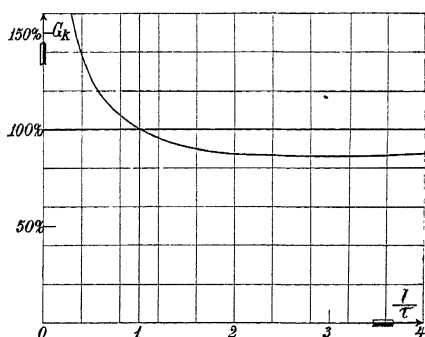


Fig. 200.

Mit Rücksicht auf das Kupfergewicht und die Stromwärmeverluste soll somit l/τ größer als 1 gemacht werden. Eine Vergrößerung über $l/\tau = 1,5$ hinaus ergibt aber keine merkliche Verbesserung in dieser Hinsicht mehr.

Das Eisengewicht. Das Kernvolumen des Stators nimmt mit l/τ etwas zu, wenn man die Induktion konstant läßt. Die Nutenhöhe bleibt unverändert, das Volumen der Zähne wächst daher mit l/τ , und zwar umgekehrt proportional dem Durchmesser. Hieraus folgt, daß das ganze Statoreisengewicht und die Eisenverluste zunehmen, wenn man l/τ vergrößert.

Das Kernvolumen des Rotors nimmt dagegen ab, wenn l/τ vergrößert wird. Das Kerngewicht von Stator und Rotor zusammen bleibt annähernd konstant, so daß bei Vergrößerung von l/τ das gesamte Eisengewicht meistens etwas zunimmt, weil das Volumen der Zähne zugenommen hat.

Wir sehen also, daß die Abnahme der Kupferverluste bei Vergrößerung des Verhältnisses l/τ zum Teil aufgewogen wird durch die Zunahme der Eisenverluste. Man wird daher mit Rücksicht auf einen hohen Wirkungsgrad l/τ nicht zu groß machen und nicht über die Werte hinausgehen, bei denen der Stromwärmeverlust kaum noch abnimmt, d. h. bei etwa $l/\tau \cong 1,5$. Wenn man in einzelnen Fällen dennoch über dieses Verhältnis hinausgeht, so geschieht es mit Rücksicht auf die Kosten. Obwohl das Kupfergewicht an sich nicht mehr abnimmt, so nimmt doch die gesamte Zahl der Windungen immer mehr ab, wenn man AS konstant läßt und den Durchmesser zugunsten der Länge verkleinert. Daher nehmen die Kosten für das Wickeln immer mehr ab, und, wenn sie groß sind im Verhältnis zu den Kosten des Kupfers, also besonders bei Motoren für hohe Spannungen, kann es angebracht sein, $l/\tau > 1,5$ zu machen.

Wir wollen nun untersuchen, wie ein Motor für die geringsten Kosten zu entwerfen ist.

80. Bedingung für die geringsten Kosten des aktiven Materials.

Es sei wieder G_k das gesamte Kupfergewicht, G_{ei} das gesamte Eisengewicht, M_k der Preis für 1 kg Kupfer einschließlich der Kosten für Isolation und Wicklung, M_{ei} der Preis für 1 kg Eisen einschließlich der Bearbeitung. Es ist dann der gesamte Preis des aktiven Materials

$$G_k M_k + G_{ei} M_{ei}.$$

Er wird ein Minimum, wenn

$$G_k M_k = G_{ei} M_{ei}$$

ist, d. h. wenn die Gewichte sich umgekehrt verhalten wie die Preise für das Einheitsgewicht.

Setzen wir in Gl. 224 für G_k

$$\pi D A S = 2 m_1 J_1 w_1$$

ein, so wird

$$G_k = 8,9 \cdot 4 m_1 J_1 w_1 \left(l_1 + \frac{1,5 \tau}{s_a} \right) 10^{-5} \text{ kg.} \quad (229)$$

Bezeichnet ferner B_{ei} die mittlere Induktion im Kern von Stator und Rotor, so wird das Kerngewicht von Stator und Rotor angenähert

$$G_{ei}' = 7,8 \pi D \frac{\Phi}{B_{ei}} 10^{-3} \text{ kg} \quad (230)$$

Um auch das Volumen der Zähne zu berücksichtigen, setzen wir das Volumen der Nuten gleich dem des eingebetteten Kupfers dividiert durch den

$$\text{Nutenfüllfaktor } f_n = \frac{\text{Kupferquerschnitt}}{\text{Nutenquerschnitt}}.$$

Es ist dann das Nutenvolumen

$$= \frac{4 m_1 J_1 w_1 l}{f_n s_a} 10^{-5} \text{ dm}^3$$

Ist ferner

$$f_e = \frac{\text{Nutenquerschnitt}}{\text{Nutenquerschnitt} + \text{Zahnquerschnitt}},$$

so wird das gesamte Eisengewicht einschließlich des für die Nuten ausgestanzten Teiles

$$G_{ei} = 7,8 \left(\pi D \frac{\Phi_{ei}}{B_{ei}} + \frac{4 m_1 J_1 w_1 l}{100 f_e f_n s_a} \right) 10^{-3} \text{ kg} \quad (231)$$

Die Werte von f_e und f_n sind in die Haupttabelle eingetragen. Es beträgt im Mittel bei Motoren für

	niedrige	hohe Spannung
$f_n =$	0,3 bis 0,5	0,2 bis 0,4
$f_e =$	0,5 bis 0,7.	

Es wird daher

$$\frac{G_{ei}}{G_k} = \frac{p \Phi}{m_1 J_1 w_1} \cdot \frac{2 \tau \cdot 7,8 s_a 100}{B_{ei} \cdot 4 \cdot 8,9 (l_1 + 1,5 \tau)} + \frac{7,8 l}{8,9 (l_1 + 1,5 \tau) f_e f_n}.$$

$\frac{p \Phi}{m_1 J_1 w_1}$ ist das Verhältnis des Kraftflusses aller magnetischen

Kreise zu der Amperewindungszahl der ganzen Wicklung.

Wir setzen das Verhältnis

$$\frac{p \Phi}{m_1 J_1 w_1} = C.$$

Es wird also

$$C = 2,28 \frac{G_{ei}}{G_k} \left(\frac{l_1}{\tau} + 1,5 \right) \frac{B_{ei}}{100 s_a} - 2 \frac{l}{\tau} \frac{B_{ei}}{100 f_e f_n s_a}.$$

Soll nun $\frac{G_{ei}}{G_k} = \frac{M_k}{M_{ei}}$ sein, so wird

$$C = \frac{B_{ei}}{100 s_a} \left[2,28 \frac{M_k}{M_{ei}} \left(\frac{l_1}{\tau} + 1,5 \right) - \frac{2}{f_e f_n} \frac{l}{\tau} \right] \quad . \quad (232)$$

Das Verhältnis $\frac{M_k}{M_{ei}}$ hängt, abgesehen vom Preis der Rohmaterialien, auch von der Spannung, d. h. der Stärke der Isolation, ferner von den Arbeitslöhnen und Arbeitsmethoden ab. Es kann nur auf Grund von Fabrikationserfahrungen aufgestellt werden.

Als Anhalt für die Berechnung kann für Niederspannungsmotoren

$$\frac{M_k}{M_{ei}} = 3 \text{ bis } 4$$

gesetzt werden, für Hochspannungsmotoren

$$\frac{M_k}{M_{ei}} = 4 \text{ bis } 6.$$

Nehmen wir

$$\begin{aligned} \frac{M_k}{M_{ei}} &\simeq 4, & s_a &= 3, \\ B_{ei} &= 7000, & f_n &\simeq 0,34, \\ & & f_e &= 0,65, \end{aligned}$$

und

$$\frac{l}{\tau} = 1$$

an, so ergibt sich

$$C = 320.$$

In der Haupttabelle sind die Werte von C für eine Anzahl ausgeführter Motoren berechnet.

Das für die geringsten Kosten des aktiven Materials berechnete Verhältnis C ist nun besonders bei langsam laufenden Motoren viel größer als das für den größten Leistungsfaktor maßgebende.

Damit $(\cos \varphi)_{max}$ bei Vollast eintritt, sollte

$$\frac{J_1}{J_{ki}} = \frac{J_{0,rel}}{J_1}$$

sein. Setzt man demnach die Gl. 221 und 222 einander gleich, so wird

Mit Rücksicht auf den Magnetisierungsstrom ist B_l bei vielpoligen Maschinen niedriger zu wählen als bei schnellaufenden Maschinen. Der Luftinduktion ist aber auch die Zahninduktion proportional, die man mit Rücksicht auf die Verluste bei geringer Periodenzahl etwas höher wählen kann als bei hoher Periodenzahl. Daher hat auch die Periodenzahl einen Einfluß auf die Wahl von B_l . Ferner kann man bei hoher Spannung die lineare Belastung AS nicht zu hoch wählen, weil die Isolation mehr Raum beansprucht als bei Niederspannung, so daß auch hierdurch die Wahl von B_l beeinflußt wird. Endlich ist die Stromdichte durch die Stromwärmeverluste begrenzt.

Die üblichen Werte für B_l und AS liegen in den folgenden Grenzen

$$B_l = 3500 \text{ bis } 6500$$

und meistens

$$B_l = 4500 \text{ bis } 5500.$$

Langsam laufende Motoren erhalten eine kleinere Luftinduktion als schnellaufende. Bei kleiner Periodenzahl (25) kann B_l etwas größer gewählt werden als bei großer Periodenzahl.

Die lineare Belastung AS ist von der Größe des Motors, der Klemmenspannung, der Lüftung und der zulässigen Reaktanz abhängig. Ungefähre Anhaltspunkte geben folgende Angaben. Es ist bei kleinen Motoren bis etwa 2 PS

$$AS = 80 \text{ bis } 120,$$

bei mittelgroßen und großen Motoren

$$AS = 150 \text{ bis } 250,$$

bei ganz großen und gut ventilierten Motoren

$$AS \text{ bis } 300 \text{ und höher.}$$

Bei niedriger Klemmenspannung kann AS größer gewählt werden als bei hoher. Für eine Reihe von ausgeführten Motoren sind die Werte von B_l und AS in die Haupttabelle eingetragen.

82. Berechnung der Hauptabmessungen.

Als Ausgang benutzen wir die Gl. 217

$$D^2 l_s = \frac{8,6 \cdot 10^{11} KVA}{f_1 B_l AS n_1}$$

und berechnen zunächst den Ankerdurchmesser und die Eisenlänge vorbehaltlich späterer Abänderungen im Lauf der Berechnung, wenn

der Leistungsfaktor oder die Temperaturerhöhung nicht zufrieden stellen sollten.

Da meist für einen Motor die Leistung in PS gegeben ist, setzen wir in Gl. 217

$$KVA = \frac{0,736 \text{ PS}}{\eta \cos \varphi},$$

worin wir zunächst für η und $\cos \varphi$ (s. S. 337) schätzungsweise Werte annehmen und erhalten

$$D^2 l_i = \frac{6,3 \cdot 10^{11} \text{ PS}}{f_1 B_l AS n_1 \eta \cos \varphi} \quad . \quad . \quad . \quad (236)$$

Mit Hilfe der früheren Angaben über B_l und AS kann aus dieser Gleichung das Produkt $D^2 l_i$ gefunden werden. Wir haben es nun so zu zerlegen, daß für kleine Maschinen, etwa bis 5 PS,

$$\frac{l_i}{\tau} = 0,6 \text{ bis } 1,$$

bei größeren Maschinen

$$\frac{l_i}{\tau} = 0,9 \text{ bis } 1,5$$

wird. Bei großen, sehr schnell laufenden Maschinen setzt die Umfangsgeschwindigkeit eine Grenze für den Durchmesser. Im allgemeinen liegt die Umfangsgeschwindigkeit bei den üblichen Lufträumen unter 30—35 m/sec. Neuerdings geht man indessen bei großen besonders schnelllaufenden Motoren mit der Umfangsgeschwindigkeit soweit, wie es die mechanische Festigkeit zuläßt, d. h. bis zu etwa 80 m/sec. Derartige Maschinen verlangen ähnlich wie Turbogeneratoren eine sehr sorgfältige Ausbalancierung der rotierenden Teile und eine besondere Befestigungsart der Rotorwicklung.

Man kann bei der Berechnung der Hauptabmessungen auch von bereits gebauten guten Maschinen ausgehen.

Nach Gl. 236 ist

$$\frac{D^2 l_i n_1}{\text{PS}} = \frac{6,3 \cdot 10^{11}}{f_1 B_l AS \eta \cos \varphi}.$$

Solange $B_l AS$ konstant ist, ist die rechte Seite eine Konstante, da η und $\cos \varphi$ sich nicht viel ändern. Diese Größe bezeichnen wir als Maschinenkonstante. Sie ist um so kleiner, je höher die magnetische und elektrische Beanspruchung der Maschine (B_l und AS) gewählt werden. Sie ist aber trotzdem kein Maß für die Herstellungskosten, denn nach S. 346 ist für den geringsten Preis des aktiven Materials ein bestimmtes Verhältnis des Kupfer-

gewichtes zum Eisengewicht maßgebend. In Fig. 201 ist die Maschinenkonstante $\frac{D^2 l_i n_1}{PS}$ für Mehrphasenmotoren in Abhängigkeit von der Leistung dargestellt.

Wird ein Satz gleichartiger Maschinen entworfen, so gibt die Aufstellung dieser Kurve die Möglichkeit, die Gleichmäßigkeit der Berechnung der einzelnen Maschinengrößen zu prüfen, obwohl es nicht erforderlich und auch nicht immer erreichbar ist, daß alle Werte auf einer stetigen Kurve liegen.

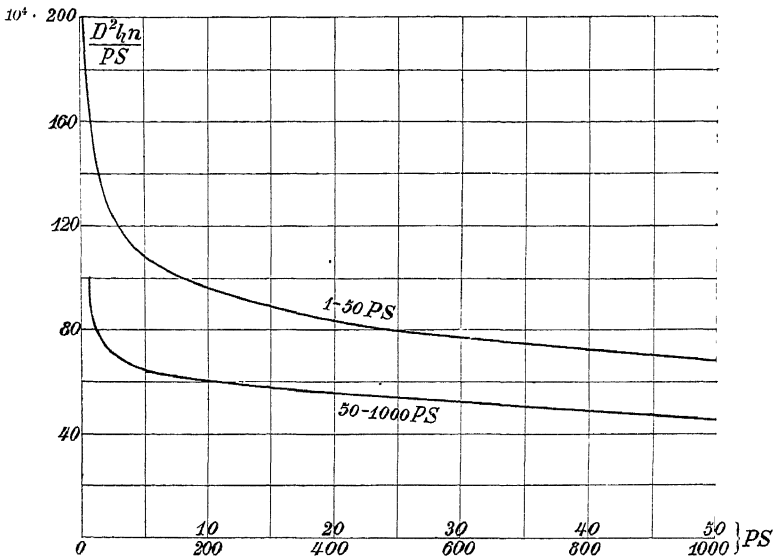


Fig. 201. Kurve für die Maschinenkonstante.

Die Maschinenkonstanten ausgeführter Motoren liegen häufig sowohl über als unter der Kurve (Fig. 201). Die Kurve ist so gelegt, daß sie den Mittelwerten guter Konstruktionen entspricht.

Entwurf schnelllaufender Motoren. Ist ein Motor mit geringer Polzahl zu entwerfen, so kann er mit Rücksicht auf die geringsten Kosten des aktiven Materials entworfen werden, und man geht dann zweckmäßig von der Konstanten C aus, die wir auf S. 347 für die geringsten Kosten gefunden haben.

$$C = \frac{B_{ei}}{100 s_a} \left[2,28 \frac{M_k}{M_{ei}} \left(\frac{l_1}{\tau} + 1,5 \right) - \frac{2}{f_e f_n} \frac{l}{\tau} \right]$$

und schätzen $\frac{l}{\tau}$ wie oben angegeben.

Aus der Leistungsgleichung

$$KVA = m_1 J_1 w_1 \cdot 4,44 p \frac{n_1}{60} \Phi 10^{-11} = \frac{0,736 \text{ PS}}{\eta \cos \varphi}$$

ergibt sich, wenn wir

$$m_1 J_1 w_1 = \frac{p \Phi}{C}$$

einsetzen,

$$KVA = \frac{0,736 \text{ PS}}{\eta \cos \varphi} = 4,44 \frac{n_1}{60} (p \Phi)^2 \frac{10^{-11}}{C}$$

und hieraus der Kraftfluß aller Pole

$$p \Phi = \sqrt{\frac{0,736 \cdot 60 \cdot \text{PS} \cdot C \cdot 10^{11}}{4,44 n_1 \eta \cos \varphi}}$$

$$\Phi \simeq \frac{1}{p} \sqrt{\frac{\text{PS} \cdot C}{n_1 \eta \cos \varphi}} \cdot 10^6 \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (237)$$

Da ferner

$$\Phi = B_l \left(\frac{l_i}{\tau} \right) \alpha_i \tau^2$$

ist, folgt

$$\tau = \sqrt{\frac{\Phi}{B_l \left(\frac{l_i}{\tau} \right) \alpha_i}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (238)$$

Durch Annahme der Luftinduktion B_l ergibt sich hieraus die Polteilung und sodann

$$l_i = \left(\frac{l_i}{\tau} \right) \tau, \quad D = \frac{2 p \tau}{\pi}$$

und

$$AS = \frac{2 p \Phi}{\pi C D}.$$

83. Berechnung der Eisenlängen l und l_1 .

Breite Maschinen versteht man zur Ventilation im Stator und Rotor mit Luftschlitzen von 0,8 bis 1,5 cm Weite. Bei großen Eisenverlusten im Stator ordnet man auf je 4 bis 5 cm Länge einen Luftschlitz an. Sind die Verluste klein, so genügen weniger; bei kleinen Maschinen kann man sie ganz entbehren. Noch wirksamer als radiale Luftschlitze sind axiale (s. Fig. 202). Meist gibt man Stator und Rotor die gleiche Anzahl radialer Luftschlitze und legt sie

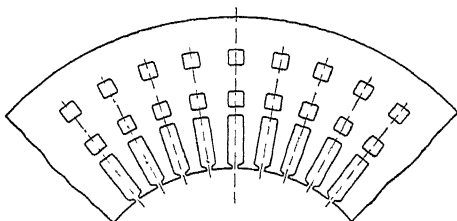


Fig. 202.

einander gegenüber. Die Ventilation wird hierdurch am meisten begünstigt. Es ist freilich beobachtet worden, daß hierbei Maschinen hie und da pfeifen, und manche Konstrukteure versetzen deswegen die Stator- und Rotorluftschlitze gegeneinander. Hierbei ist die Ventilation jedoch weniger wirksam. Da das Pfeifen durch Schwingen von Metallteilen entsteht, ist es besser, es durch genügende Befestigung der Bleche zu beseitigen und die Luftschlitze einander gegenüber zu legen. Ist n_s die Anzahl der Luftschlitze und b_s die Breite eines Schlitzes, so ist die totale Ankerlänge

$$l_1 = l + n_s b_s \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (239)$$

wo l die Länge des Ankereisens bedeutet. Diese Länge ist¹⁾

$$l \cong l_i - \frac{1}{4} \text{ bis } \frac{1}{2} n_s b_s \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (240)$$

oder nach Gl. 49 S. 41 genauer

$$l = l_i - 1,46 (n_s + 1) \delta \log \left[1 + \frac{\pi (l_1 - l)}{2 n_s \delta} \right]$$

84. Berechnung der Statorwicklung und der Statornuten.

Ist die Bohrung D des Stators vorläufig bestimmt, so läßt sich die Windungszahl w_1 einer Phase berechnen aus:

$$w_1 = \frac{E_1}{4,44 c f_1 \bar{\Phi}}$$

oder aus

$$w_1 = \frac{\pi D A S}{2 m_1 J_1} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (241)$$

worin die effektive Stromstärke einer Phase

$$J_1 = \frac{1000 KVA}{m_1 P_1} = \frac{736 \text{ PS}}{m_1 P_1 \eta \cos \varphi} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (242)$$

ist.²⁾

Bei a parallelen Zweigen einer Phase ist der effektive Strom eines Zweiges

$$i_{a1} = \frac{J_1}{a}.$$

Die Anzahl a der Zweige hängt von der Stromstärke J_1 und der Art der Wicklung ab.

Bezeichnet s_{a1} die als zulässig erachtete Stromdichte in Amp./mm², so wird der Querschnitt eines Leiters

$$q_{a1} = \frac{i_{a1}}{s_{a1}} \text{ mm}^2.$$

Für die Wahl von s_{a1} sind die zulässige Erwärmung und der Wirkungsgrad maßgebend. Wie aus den auf S. 233 angestellten

¹⁾ In Gl. 50 S. 41 soll es ebenfalls heißen $\frac{1}{4}$ bis $\frac{1}{2}$.

²⁾ Wahl der Wicklung s. S. 426.

Betrachtungen hervorgeht, muß die Stromdichte um so kleiner gewählt werden, je stärker die Nutenisolation und je größer die Länge des Motors ist, wenn eine bestimmte maximale Temperaturerhöhung nicht überschritten werden soll. Bei Stabwicklungen, bei denen die Stäbe einer Nut durch unverbrennbares Material stark gegeneinander isoliert werden können, darf die maximale Temperatur höher gewählt werden als bei Drähten mit Baumwollbespinnung.

Die übliche Stromdichte bewegt sich etwa zwischen 2,3 und 3 Amp./mm² und steigt ausnahmsweise bei gut gekühlten Motoren bis zu etwa 4,5 Amp./mm². Aus der Haupttabelle ist ersichtlich, wie groß die Stromdichte bei ausgeführten Motoren ist.

Der Ohmsche Widerstand der Statorwicklung mit a parallel geschalteten Stromzweigen einer Phase ergibt sich zu

$$r_{g_1} = \frac{2 w_1 l_a (1 + 0,004 T_{k_1})}{a 5700 q_{a_1}} \quad . \quad . \quad . \quad (243)$$

worin l_a , die halbe Länge einer Windung, vorläufig angenähert

$$l_a = l_1 + 1,5 \tau$$

gesetzt werden kann.

Für eine Temperaturerhöhung T_{k_1} von 45° C über ca. 18° C wird

$$r_{g_1} = \frac{2 w_1 l_a}{a_1 4800 q_{a_1}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (244)$$

Der effektive Widerstand ist (s. S. 217)

$$r_1 = k_r r_{g_1} = k_r \frac{2 w_1 l_a}{a 4800 q_{a_1}}$$

und der Stromwärmeverlust im Stator

$$V_1 = m_1 J_1^2 r_1 = m_1 J_1^2 k_r \frac{2 w_1 l_a}{a 4800 q_{a_1}} = \frac{\pi D A S s_{a_1} k_r (l_1 + 1,5 \tau)}{4800} \quad (245)$$

Man kann hiernach mit Rücksicht auf den Wirkungsgrad einen bestimmten Kupferverlust V_1 annehmen und die Stromdichte s_{a_1} danach berechnen.

Das Kupfergewicht des Stators ist

$$G_{l_1} = m_1 2 w_1 l_a q_{a_1} a \cdot 8,9 \cdot 10^{-5}$$

oder, wenn man

$$q_{a_1} a = \frac{J_1}{s_{a_1}}$$

setzt,

$$G_{k_1} = \frac{\pi D A S}{s_{a_1}} (l_1 + 1,5 \tau) 8,9 \cdot 10^{-5} \text{ kg.}$$

Durch die Verluste ausgedrückt wird

$$G_{k_1} = \frac{0,43 V_1}{k_r s_{a_1}^2} \text{ kg} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (246)$$

Zahl und Abmessungen der Statornuten. Die Zahl der in Serie geschalteten Drähte pro Nut s_n erhält man am einfachsten, wenn man erfahrungsgemäß eine Anzahl Nuten q_1 pro Pol und Phase annimmt.

Es ist

$$s_{n_1} = \frac{w_1}{p q_1} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (247)$$

Nimmt man q_1 an, so wird man im allgemeinen für s_{n_1} keine ganze Zahl erhalten. Man rundet dann w_1 auf eine solche Zahl ab, daß s_{n_1} eine ganze Zahl wird und erhält dann in allen Nuten dieselbe Drahtzahl. Man kann aber auch in den Nuten einer Phase, die zu demselben Pol gehören, die Drahtzahl verschieden wählen, z. B. für vier Nuten pro Pol und Phase die Drahtzahlen 10, 11, 11, 10.

Das Stromvolumen einer Nut $J_n = s_n J_1$ soll eine gewisse Grenze nicht überschreiten, damit die Reaktanz nicht zu groß wird:

J_n beträgt

1. bei kleinen Motoren hoher Spannung etwa 300 bis 500 Amp.,
2. bei kleinen Motoren niedriger Spannung etwa 400 bis 700 Amp.,
3. bei größeren Motoren hoher Spannung etwa 500 bis 800 Amp.,
4. bei größeren Motoren niedriger Spannung etwa 600 bis 1000 Amp.

Sind alle Nuten bewickelt, was bei Mehrphasenmotoren stets der Fall ist, so ist das Stromvolumen einer Nut

$$J_n = s_n J_1 = t_1 AS \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (248)$$

die Zahnteilung kann also aus

$$t_1 = \frac{J_n}{AS}$$

geschätzt werden. Dann ergibt sich die Nutenzahl pro Pol und Phase

$$q_1 = \frac{\tau}{m_1 t_1} = \frac{\tau AS}{m_1 J_n}$$

oder

$$J_n = \frac{\tau AS}{m_1 q_1} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (249)$$

Diese Beziehungen kann man bei der Wahl von q_1 und J_n benutzen.

Bei Maschinen mit hoher Spannung wählt man wenig Nuten pro Pol und Phase, um an Isolationsmaterial zu sparen und um große Abstände zwischen den Spulenköpfen zu erhalten. Im allgemeinen geht man jedoch selten unter $q_1 = 3$, um die Oberfelder klein zu halten.

Statoren für große Ströme erhalten gewöhnlich Stabwicklung, die bei hohen Spannungen als Schleifen- oder Spulenwicklung, bei niedrigen Spannungen als umlaufende Wicklungen oder als aufgelöste Gleichstromwicklungen ausgeführt werden.

Nachdem die Nutenzahl und die Zahl und der Querschnitt der Drähte einer Nut berechnet sind, können die Abmessungen der Statornuten bestimmt werden. Maßgebend für die Form und Abmessungen der Nut sind die Zahnsättigung, die Leitfähigkeit des Nutenraumes und die Zahnverluste.

Die Nutenzahl ist

$$Z_1 = 2 m_1 \frac{v_1}{s_n} = 2 m_1 p q_1 \quad . \quad . \quad . \quad (250)$$

und die Nutenteilung

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z_1} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (251)$$

Zur Bestimmung der Nutenabmessungen geht man am besten von der kleinsten Zahnbreite z_{min} aus. Es ist die Zahninduktion an dieser Stelle

$$B_{zmax} = \frac{t_1}{z_{min}} \frac{l_i}{l} \frac{B_l}{k_2} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (252)$$

und daraus erhalten wir

$$z_{min} = \frac{t_1}{k_2} \frac{l_i}{l} \frac{B_l}{B_{zmax}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (253)$$

Man wählt bei Periodenzahlen

$$c = 40 \text{ bis } 60 \quad B_{zmax} \leq 15000 \text{ bis } 18000,$$

$$c = 20 \text{ bis } 30 \quad B_{zmax} \leq 16000 \text{ bis } 20000.$$

Aus der Zahnstärke z_{min} ergibt sich die Nutenweite

$$\leq t_1 - z_{min}.$$

Es ist nun zu prüfen, wie die s_n Drähte von gegebenem Querschnitt in einer Nut von der gefundenen Weite angeordnet werden können.

Zunächst ist die Querschnittsform des Drahtes und die Stärke der Isolation der Drähte unter sich und der Drähte gegen das Statoreisen zu bestimmen. Hierzu dienen die nachfolgenden Tabellen.

Als Draht verwendet man meistens zwei- oder dreimal besponnenen bzw. ein- oder zweimal besponnenen und einmal belöppelten Kupferdraht. Die Dicke der Besspinning gibt die nachfolgende Tabelle an. Gewöhnlich wird eine Besspinning mit 60er und 50er Baumwolle gewählt.

Durchmesserzunahme durch die Umspinnung.

Umspinnung mit ungebleichter Baumwolle	160	100	60	50
2mal umspinnen	0,2 mm	0,26 mm	0,32 mm	0,40 mm
3 „ „	0,3 mm	0,39 mm	0,51 mm	0,60 mm
1mal umspinnen }	0,60 mm	0,63 mm	0,67 mm	0,70 mm
1 „ umkloppelt }	0,70 mm	0,76 mm	0,82 mm	0,90 mm
2 „ umspinnen }				
1 „ umkloppelt }				

Bei der Berechnung des Raumbedarfes für die Drähte ist noch etwa 0,05 bis 0,1 mm pro Draht zuzugeben.

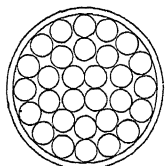


Fig. 203.

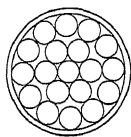


Fig. 204.

Die angegebenen Dicken der Besspinning gelten auch für Drähte von rechteckigem Querschnitt. Für flache Drahtquerschnitte ist zu berücksichtigen, daß die Besspinning an der flachen Seite nicht fest anliegt. Die Isolation trägt daher hier bis $2 \times 0,05 = 0,1$ mm mehr auf als auf der

Hochkantseite. Bei Verwendung von Drahtlitzen ist zu berücksichtigen, daß ihre Raumaussnutzung nur etwa 70 bis 75% beträgt, wie nachfolgende Tabellen zeigen:

Litzen ohne Seele (Fig. 203).

Anzahl der Drahtlagen	1	2	3	4	5
Anzahl der Drähte in der äußersten Lage	4	10	16	22	28
Gesamtzahl der Drähte	4	14	30	52	80
Gesamtausnutzung in Prozenten . . .	69,0	72,4	72,9	73,7	74,0

Litzen mit Seele (Fig. 204).

Anzahl Drahtlagen .	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
(Seele)										
Anzahl der Drähte in der äußersten Lage	1	6	12	18	24	30	36	42	48	54
Gesamtzahl der Drähte	1	7	19	37	61	91	127	169	217	271
Raumaussnutzung in %	100	77,7	76	75,6	75,3	75,2	75,2	75,2	75,2	75,2

Durch den Drall der Litzen geht ebenfalls etwas an Raum verloren, und der Widerstand wird wegen der Vergrößerung der Drahtlänge erhöht. Da jedoch der Drall nur 1 bis 3 % beträgt, so darf sein Einfluß vernachlässigt werden.

Die Litzen lassen sich in quadratische und rechteckige Form walzen, wodurch eine bessere Raumausnutzung der Nut erreicht wird.

Die Stärke der Nutenisolation richtet sich nach der Höhe der Spannung und der Art des verwendeten Isoliermaterials. Je besser das Material ist und je sorgfältiger die Wicklerei arbeitet, um so weniger Raum braucht für eine ausreichende Isolierung beansprucht zu werden.

Bei Drahtwicklungen genügt z. B. für Klemmenspannungen bis etwa 250 Volt eine Lage aus Mikaleinwand von 0,2 mm und eine Lage Preßspan von 0,3 mm. Für Spannungen von 250 bis 600 Volt ist zwischen diese beiden Lagen noch eine Lage Ölleinen von 0,15 mm einzulegen.

Bei Stabwicklungen können die einzelnen Stäbe durch Bewickeln mit Ölpapier, Ölleinwand, Kalikoband und Lackanstrich oder Umkleiden mit anderen Isolierstoffen eine gute Isolation erhalten. Die Breite bzw. Höhe des Stabquerschnittes wird um 1,1 bis 1,6 mm vergrößert. Die Nutenisolation kann in diesem Falle bis etwa 1000 Volt aus einigen Lagen Preßspan bestehen.

Bei Klemmenspannungen über 1000 Volt verwendet man für die Isolation der Nuten meistens geschlossene Röhren aus Papier, Mikanit, Mika usw., die auf beiden Seiten so weit über das Eisen vorstehen, daß auch eine genügende Oberflächenisolation erreicht wird. Für die erforderliche Stärke des Rohres ist die Isolationsfähigkeit des Materials der Röhre maßgebend. Bei hohen Spannungen ist es ratsam, alle Röhren vor der Verwendung auf ihre Isolationsfestigkeit zu prüfen. Man muß etwa für 1000 Volt 1 mm, 2000 Volt 1,5 mm, 3000 Volt 2 mm, 5000 Volt 3 mm, 8000 Volt 3,5 mm und 10000 Volt 4,0 mm Wandstärke des Isolierrohres nehmen.

Bei Hochspannungswicklungen ist ferner darauf zu achten, daß auch zwischen den Windungslagen einer Spule genügende Isolation vorhanden ist. Wird die sog. Lagenspannung groß, so ist zwischen die einzelnen Lagen eine dünne Isolierschicht aus Preßspan, Öltuch, Mikanittuch, Mikanit usw. einzulegen. Besonders die ersten, an den Klemmen des Motors liegenden Spulen müssen bei Hochspannungsmotoren eine starke Isolation zwischen den einzelnen Lagen erhalten, weil hier beim Einschalten des Motors hohe Spannungen auftreten, sofern nicht außerhalb des Motors Schutzmaßnahmen getroffen sind. Um Platz für eine verstärkte Isolation

zu gewinnen, kann man die Windungszahl der genannten ersten Spulen kleiner machen als die der übrigen.

Wenn man auf die angegebene Weise versucht, den berechneten Kupferquerschnitt in die berechnete Nutenweite und Nutenzahl unterzubringen, wird man im allgemeinen nicht sofort eine passende Form der Nut und eine passende Form des Drahtquerschnittes (rund, quadratisch, rechteckig) finden. Man hat dann entweder die Nutenzahl oder die Windungszahl oder beide zu ändern, was eine Änderung des Durchmessers oder der Länge der Maschine oder beider notwendig machen kann. Wenn die Zahnsättigung zu groß wird, genügt in vielen Fällen eine etwas größere Länge. Es wird dadurch B_l verkleinert. Man hat so lange zu probieren, bis man die günstigste Form der Nuten und der Drähte und passende Zahnsättigungen gefunden hat.

85. Berechnung der Rotorwicklung und der Rotornuten.

Bei der Berechnung der Rotorwicklung¹⁾ können wir davon ausgehen, daß die gesamte Amperewindungszahl des Rotors etwa um 10 % kleiner ist als die Amperewindungszahl des Stators.

Es muß sich daher der gesamte Querschnitt aller Rotorwindungen Σq_{a2} zu dem aller Statorwindungen verhalten wie die Stromdichte in Stator zu der im Rotor mal 0,9:

$$\frac{\Sigma q_{a2}}{2 m_1 w_1 q_{a1}} = 0,9 \frac{s_{a1}}{s_{a2}}$$

oder

$$\Sigma q_{a2} = 1,8 m_1 w_1 q_{a1} \frac{s_{a1}}{s_{a2}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (254)$$

Die Stromdichte im Rotor s_{a2} kann man etwas größer wählen als im Stator, weil die Ventilationsverhältnisse besser sind. Man erhält aber dann auch etwas größere Verluste, da die Länge einer Windung ungefähr ebenso groß ist wie beim Stator. Eine Ausnahme hiervon macht der Käfiganker. Er läßt daher eine größere Stromdichte zu als gewickelte Anker.

Wie man den Querschnitt Σq_{a2} unterteilt, hängt von der Art der Rotorwicklung ab.

Ist die Rotorwicklung eine Phasenwicklung mit Schleifringen, so müssen wir die in Reihe geschaltete Windungszahl pro Phase so wählen, daß die maximale, bei Stillstand auftretende Spannung zwischen den Schleifringen einerseits mit Rücksicht auf die Isolation, andererseits mit Rücksicht auf die Gefährdung des

¹⁾ Wahl der Wicklung s. S. 426.

Bedienungspersonals nicht zu hoch wird. Diese Spannung berechnet sich aus dem Verhältnis der Stator- und Rotorwindungszahlen

$$E_{2max} = E_1 \frac{w_2}{w_1} \cong P_1 \frac{w_2}{w_1} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (255)$$

Bei Motoren mittlerer und kleiner Größe ist

$$E_{2max} \leq 100 \text{ bis } 200 \text{ Volt}$$

zwischen den Schleifringen. Bei großen Motoren würde man jedoch hiermit sehr große Rotorströme und Kupferquerschnitte erhalten, und man geht daher bei größeren Maschinen bis zu

$$E_{2max} = 500 \text{ bis } 600 \text{ Volt.}$$

Für die Nutenzahl pro Pol und Phase q_2 gilt ähnliches wie beim Stator. Man muß aber vermeiden, daß Stator und Rotor dieselbe Nutenzahl erhalten, weil in diesem Falle die Ausbildung der lokalen Felder begünstigt wird. Daher macht man bei gleicher Phasenzahl $Z_2 \geq Z_1$. Im allgemeinen ist der Rotor für eine kleinere Spannung als der Stator zu isolieren, die Nutenisolation erfordert daher weniger Raum, und man kann meist

$$Z_2 > Z_1$$

oder bei gleicher Phasenzahl $q_2 > q_1$ machen. Windungszahl und Nutenzahl müssen nun wieder derart gewählt werden, daß die Stabzahl einer Nut

$$s_{n2} = \frac{w_2}{p q_2}$$

eine ganze Zahl wird.

Der Querschnitt eines Stabes oder Drahtes ist nun

$$q_{a2} = \frac{\Sigma q_{a2}}{2 m_2 w_2} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (256)$$

Bei der Berechnung der Nutendimensionen geht man ebenso wie beim Stator von der maximalen Zahninduktion aus. Hier tritt die größte Induktion an der Zahnwurzel auf und es ist

$$B_{zmax} = \frac{t_1}{k_2} \frac{l_i}{l} \frac{B_l}{z_{min}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (257)$$

Man wählt die maximale Zahninduktion im Rotor etwas größer als im Stator, weil die Verluste sehr klein sind,

$$\begin{array}{rcl} \text{etwa bei 50 Perioden} & B_{zmax} < 18000 \text{ bis } 20000 \\ \text{" 25 " " } & B_{zmax} < 20000 \text{ bis } 22000. \end{array}$$

Da die Nutenhöhe nicht bekannt ist, muß man zur Bestimmung der Nutenweite ($t_{min} - z_{min}$) die Nutenhöhe zunächst annehmen und

damit t_{min} berechnen. Man hat ebenso wie beim Stator so lange zu probieren, bis man die günstigste Form der Nuten und der Drähte und passende Zahnsättigung gefunden hat.

Bei Maschinen mit kleinen Durchmessern und großer Nutenzahl wird die Zahnstärke am Fuß sehr klein, auch wenn man mit der Induktion innerhalb obiger Grenzen bleibt. Man kann hiermit so weit heruntergehen, wie die Festigkeit es zuläßt, wobei aber auch die Güte der Fabrikation mitspricht. Ausfeilen der Nuten soll vermieden werden, weil dabei durch Unachtsamkeit die Zahnstärke gerade am Fuß in unzulässiger Weise geschwächt werden kann. Im allgemeinen soll $z_{min} > 3$ mm sein. Kommt man hiermit nicht aus, so kann man die Rotornuten trapezförmig machen, wobei man in der Nut an Raum gewinnt und die Zähne auf der ganzen Länge gleiche Stärke erhalten (s. Fig. 37 S. 47).

Käfiganker. Bei Motoren mit Käfigankern oder dauernd kurzgeschlossenen Phasenankern hat man von vornherein auf den Anlauf Rücksicht zu nehmen.

Ganz kleinen Motoren unter 1 PS, bei denen der Wirkungsgrad keine große Rolle spielt, gibt man mitunter so viel Rotorwiderstand, daß sie mit dem maximalen Drehmoment anlaufen. Hierzu soll nach Gl. 99, S. 71 angenähert

$$r_2' \cong x_k$$

sein. Nimmt man $\frac{J_1 x_k}{P_1} = 0,2$ an, so daß $J_1 r_2' \cong 0,2 P_1$ wird, so bedeutet dies, daß der Stromwärmeverlust im Rotor bei Vollast angenähert 20 % von der ganzen Leistung beträgt. Der Anlaufstrom wird bei direkter Einschaltung

$$= \frac{P_1}{\sqrt{r_k^2 + x_k^2}} \cong \frac{P_1}{\sqrt{2} x_k} = 3,5 \text{ mal}$$

so groß wie der Vollaststrom.

Bei größeren Motoren ist ein so großer Anlaßstrom nicht zulässig. Man verwendet daher einen Anlaßtransformator bzw. Stern-dreieckumschaltung oder einen Rotor mit Gegenschaltung (s. S. 262). Um den Motor leer anzulassen, soll das Anlaufdrehmoment etwa 25 % des normalen betragen. Bei Verwendung eines Anlaßtransformators kann dies mit einem Käfiganker mit dem normalen Strom erreicht werden, wenn der Rotorverlust bei Belastung etwa 5 % beträgt (s. S. 247). Man erhält also hierfür den Rotorwiderstand

$$r_2' \cong 0,05 \frac{P_1}{J_1}.$$

Es ist nun zunächst die Stabzahl N_2 unter Berücksichtigung

der Ausbildung der Oberfelder (s. S. 193) zu wählen, und man erhält den Widerstand für einen Stab und zwei Ringsegmente

$$r_s + \frac{2 r_r}{\left(2 \sin \frac{\pi}{m_2}\right)^2} = r_2' N_2 \frac{1}{4 m_1 (w_1 f_1)^2}.$$

Das Mindestgewicht des Kupfers ergibt sich, wenn die Stromdichte in den Stäben und Ringen gleich groß ist. Da die Ringe sich aber besser abkühlen können, wählt man die Stromdichte in den Ringen höher.

Für den Stab nimmt man $s_a = 5$ bis 6 Amp/mm². Es ergibt sich dann, da die Stablänge bekannt ist, der Stabwiderstand. Der übrige Widerstand ist in den Ring zu legen.

Um für den Ring eine genügende Kühlfläche zu erhalten, gibt man ihm eine große Breite und kleine Höhe.

Eine größere Kühlfläche erhält man bei einem Käfiganker mit eingeschalteten Lamellen (s. W. T. Bd. III, S. 194), bei dem der Ring isoliert auf der Achse sitzt und mit den Stäben durch Streifen aus Kupfer oder Messingblech verbunden ist.

Größere Windungslänge und bessere Kühlfläche erhält man auch mit einer vielphasigen Kurzschlußwicklung.

86. Berechnung der Eisenhöhe des Stators und Rotors.

Die Eisenhöhe h hinter den Zähnen wird durch die Induktion mit Rücksicht auf die Eisenverluste und die Erwärmung bestimmt. Es ist

$$h = \frac{\Phi}{2 k_2 l B} \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (258)$$

und die totale Eisenhöhe gleich $h + \text{Zahnhöhe}$.

Sind die Bleche durch nicht isolierte Bolzen zusammengehalten, die am äußeren Blechrande liegen, so ist für h die Höhe bis zur Mitte des Bolzens einzusetzen.

Der Faktor k_2 beträgt

$$k_2 = 0,85 \text{ bis } 0,88,$$

wenn die Bleche von 0,4 bis 0,5 mm Stärke durch Zwischenlage von Papier von 0,05 bis 0,08 mm Stärke isoliert werden. Wird das Papier mit einer Beklebemaschine auf die Bleche geklebt, so kann dünneres Papier, und zwar von 0,02 bis 0,03 mm verwendet werden, und es ist dann

$$k_2 = 0,88 \text{ bis } 0,92.$$

Diese Werte gelten auch für eine Isolation durch Lackanstrich.

Für die Wahl der Induktion B_a im Stator- und Rotoreisen können folgende Werte als Anhaltspunkt gelten:

	Stator	Rotor
bei $c = 50$ Perioden	$B_{as} = 6000$ bis 10000 ,	$B_{ar} = 8000$ bis 12000
„ $c = 25$ „	$B_{as} = 8000$ bis 12000 ,	$B_{ar} = 10000$ bis 14000 .

87. Prüfung der berechneten Hauptabmessungen.

Sind die Hauptabmessungen der Maschine festgelegt, so ist das Arbeitsdiagramm des Motors zu entwerfen und zu prüfen, ob er den geforderten Bedingungen bezüglich Überlastungsfähigkeit, Leistungsfaktor, Wirkungsgrad und Erwärmung entspricht, oder ob Änderungen an den Hauptabmessungen vorzunehmen sind.

Zu diesem Zweck werden, wie früher angegeben, die Reaktanzen, die effektiven Widerstände, der Leerlaufstrom und die Verluste berechnet. Das nachfolgende Beispiel zeigt den ganzen Gang der Rechnung.

Sechzehntes Kapitel.

Beispiele für die Vorausberechnung.

88. Ausführliche Berechnung eines dreiphasigen Induktionsmotors von 50 PS.
a) Ausführung des Motors mit Schleifringanker. b) Ausführung des Motors mit Kurzschlußanker. — 89. Berechnung eines einphasigen Induktionsmotors von 12 PS mit Anlaßvorrichtung. — 90. Zusammenstellung der Berechnung eines Induktionsmotors. — 91. Tabelle der Hauptabmessungen und berechneter Größen von ausgeführten Induktionsmotoren.

88. Ausführliche Berechnung eines dreiphasigen Induktionsmotors von 50 PS.

Gegeben:

Klemmenspannung $P = 500$ Volt,

Nutzleistung 50 PS,

Periodenzahl 50,

Umdrehungen (synchron) i. d. M. 750, daher Polzahl $2p = 8$.

Der Motor soll in zwei Ausführungsformen berechnet werden, einmal als Motor mit Schleifringanker und dann mit Käfiganker.

Wir schätzen vorläufig $\eta = 0,9$, $\cos \varphi = 0,9$ und erhalten den Strom

$$J_1 = \frac{736}{\sqrt{3} P} \frac{\text{PS}}{\eta \cos \varphi} = \frac{736 \cdot 50}{\sqrt{3} \cdot 500 \cdot 0,9 \cdot 0,9}$$

$$J_1 = 52,5 \text{ Amp.}$$

Die Statorphasen werden in Stern geschaltet, so daß die Spannung für eine Phase

$$P_1 = \frac{500}{\sqrt{3}} = 289 \text{ Volt}$$

beträgt.

Die scheinbare Leistung ist

$$KVA = \frac{0,736 \text{ PS}}{\eta \cos \varphi} = 45,5 \text{ KVA.}$$

Berechnung der Hauptabmessungen. Als Ausgangspunkt nehmen wir die Formel 217, S. 335

$$\frac{D^2 l_i n_1}{KVA} = \frac{8,6 \cdot 10^{11}}{f_1 B_l AS}$$

und wählen vorläufig

$$B_l = 5500,$$

$$AS = 220$$

und nehmen

$$f_1 = 0,96$$

an.

Damit wird

$$\frac{D^2 l_i n_1}{KVA} = \frac{8,6 \cdot 10^{11}}{0,96 \cdot 5500 \cdot 220} = 74 \cdot 10^4$$

oder

$$\frac{D^2 l_i n_1}{PS} = \frac{D^2 l_i n_1}{KVA} \cdot \frac{KVA}{PS} = 67,5 \cdot 10^4$$

Dieser Wert stimmt mit den Angaben der Fig. 201 S. 352 überein. Nun ist

$$D^2 l_i = 4,5 \cdot 10^4.$$

Wir zerlegen dieses Produkt so, daß $\frac{l_i}{\tau}$ und die Umfangsgeschwindigkeit v günstige Werte bekommen, und berechnen dazu die folgende Tabelle

D	l_i	τ	v
40 cm	28,0 cm	15,7 cm	15,7 m/sec
45 „	22,2 „	17,7 „	17,7 „
50 „	18,0 „	19,6 „	19,6 „

Wir wählen

$$D = 45 \text{ cm},$$

$$l_i = 22,2 \text{ cm},$$

$$\tau = 17,7 \text{ cm}.$$

Dann ist

$$\frac{l_i}{\tau} = 1,25.$$

Wir ordnen zwei Luftschlitze zu 1 cm an und setzen die Eisenlänge

$$l = 22 \text{ cm}.$$

Dann ist

$$l_1 = l + n_s b_s = 22 + 2 \cdot 1 = 24 \text{ cm}$$

und

$$l_i = l + \left(\frac{1}{4} \text{ bis } \frac{1}{2}\right) n_s b_s \cong 23 \text{ cm}.$$

Für die Bestimmung des Luftspaltes δ haben wir die Gl. 224, S. 341

$$\frac{\tau}{\delta} = \frac{1100 \text{ bis } 1200 - 200 \frac{l}{\tau}}{3 + 1,8 D} = 220 \text{ bis } 250.$$

$$\delta = 0,8 \text{ bis } 0,71 \text{ mm.}$$

Wir wählen

$$\delta = 0,8 \text{ mm, dann ist}$$

$$\frac{D}{\delta} = \frac{450}{0,8} = 560.$$

Statorwicklung. Wir nehmen drei Nuten pro Pol und Phase an, setzen also

$$q_1 = 3.$$

Dann ist die gesamte Nutenzahl

$$Z_1 = 2 p q_1 m_1 = 72$$

und die Nutenteilung

$$t_1 = \frac{\tau}{m_1 q_1} = 1,965 \text{ cm.}$$

Das Stromvolumen einer Nut ist

$$J_n = t_1 AS = 1,965 \cdot 220 = 432,$$

liegt also innerhalb der auf S. 356 angegebenen Grenzen.

Die Drahtzahl einer Nut ist.

$$s_n = \frac{t_1 AS}{J_1} = 8,25.$$

Diese Zahl runden wir auf 8 ab, so daß nun

$$J_n = t_1 AS = s_n J_1 = 8 \cdot 52,5 = 420$$

und

$$AS = \frac{420}{t_1} = 214 \text{ wird.}$$

Die gesamte Windungszahl in Serie einer Phase ist

$$w_1 = s_n p q_1 = 8 \cdot 4 \cdot 3 = 96.$$

Wir können nun nach Gl. 44, S. 37 die Größe des Hauptkraftflusses bestimmen. Es ist

$$\Phi = \frac{E_1 \cdot 10^8}{4,44 f_1 c_1 w_1}.$$

Setzen wir hierin als erste Annäherung

$$E_1 = 0,97 P_1,$$

so wird
$$\Phi \cong \frac{0,97 \cdot 289 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 0,96 \cdot 50 \cdot 96} = 1,37 \cdot 10^6.$$

Die Konstante C ist

$$C = \frac{p \Phi}{m_1 J_1 w_1} = \frac{4 \cdot 1,37 \cdot 10^6}{3 \cdot 52,5 \cdot 96} \cong 365.$$

Wir wählen als Stromdichte im Stator

$$s_{a1} = 2,8 \text{ Amp/mm}^2$$

und erhalten einen Kupferquerschnitt

$$q_{a1} = \frac{52,5}{2,8} = 18,8 \text{ qmm.}$$

Um nicht Drähte von zu großem Durchmesser zu bekommen, nehmen wir

2 Drähte parallel zu 3,5/3,9 mm ϕ .

Damit wird

$$q_{a1} = 2 \times 9,6 = 19,2 \text{ mm}^2$$

und

$$s_{a1} = 2,74 \text{ Amp/mm}^2.$$

Im ganzen sind $2 \times 8 = 16$ Drähte in einer Nut anzuordnen.

Nutenabmessungen des Stators. Es soll sein

$$B_{z \max} = \frac{t_1 l_2}{l} \frac{B_l}{z_{\min} k_2} \leq 18000.$$

Da nun

$$B_l \cong 5500, \quad t_1 = 19,65 \text{ mm,}$$

$$\frac{l_2}{l} \cong 1,05, \quad k_2 = 0,9$$

ist, wird

$$z_{\min} \geq 19,65 \frac{1,05}{0,9} \frac{5500}{18000} \geq 7,0 \text{ mm.}$$

Es muß also die Nutenweite

$$\leq 19,65 - 7,0 \leq 12,65 \text{ mm sein.}$$

Die Abmessungen der Nut werden somit (siehe

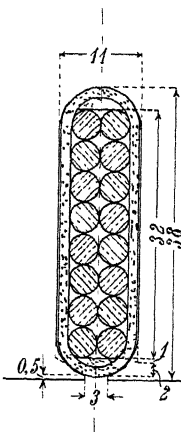


Fig. 205.

Fig. 205)

$$\begin{aligned}
 &\text{Nutenbreite: } 2 \text{ Drähte zu } 3,9 = 7,8 \text{ mm} \\
 &\text{Isolation und Spielraum} = 3,2 \text{ „} \\
 &\quad \text{Nutenbreite} = 11,0 \text{ mm} \\
 &\text{Nutenhöhe: } 8 \text{ Drähte zu } 3,9 = 31,2 \text{ mm} \\
 &\text{Isolation und Spielraum} = 4,3 \text{ „} \\
 &\quad \text{Keil} = 2 \text{ „} \\
 &\quad \text{Steg} = 0,5 \text{ „} \\
 &\quad \text{Summa: } 38,0 \text{ mm}
 \end{aligned}$$

$$\text{Nutenschlitz } 3 \text{ mm, Steg } 0,5 \text{ mm}$$

$$\text{Nutenfüllfaktor } \frac{16 \cdot 9,6}{11 \cdot 38} = 0,37.$$

a) Ausführung des Motors mit Schleifringanker.

Rotorwicklung. Da wir den Motor zunächst mit Schleifringen versehen wollten, nehmen wir für den Rotor eine dreiphasige Wicklung. Wir machen die Nutenzahlen von Stator und Rotor verschieden. Da wir im Stator $q_1 = 3$ Nuten pro Pol und Phase haben, wählen wir nun im Rotor

$$q_2 = 4.$$

Wir nehmen Stabwicklung und legen in jede Nut 2 Stäbe. Dann ist die Windungszahl einer Phase

$$w_2 = s_n p q_2 = 2 \cdot 4 \cdot 4 = 32.$$

Eine Kontrolle für die richtige Wahl der Windungszahl gibt die Forderung, daß die Spannung zwischen zwei Schleifringen die auf S. 361 angegebenen Grenzen nicht überschreiten darf. Hier ist

$$P_2 \cong P_1 \frac{w_2}{w_1} = 500 \frac{32}{96} = 167 \text{ Volt},$$

wobei ebenfalls Sternschaltung für die Rotorwicklung gewählt ist. Der Rotorstrom ist

$$J_2 \cong 0,9 \frac{m_1 J_1 w_1}{m_2 w_2} = 0,9 \frac{3 \cdot 52,5 \cdot 96}{3 \cdot 32} = 142 \text{ Amp.}$$

Wählen wir die Stromdichte

$$s_{a2} \cong 3 \text{ Amp/mm}^2,$$

so erhalten wir einen Stabquerschnitt von

$$q_{a2} = \frac{142}{3} = 47,5 \text{ mm}^2.$$

Die Nutenzahl ist

$$Z_2 = 2 m_2 p q_2 = 2 \cdot 3 \cdot 4 \cdot 4 = 96$$

und die Teilung

$$t_1 = 14,7 \text{ mm.}$$

Nutenabmessungen des Rotors. Die Sättigungen im Rotor können größer gewählt werden als die im Stator. Stellen wir die Bedingung, daß die maximale Zahninduktion 20000 nicht überschreitet, so wird die geringste Zahnstärke

$$z_{\min} \geq t_1 \cdot \frac{l_1}{l} \cdot \frac{B_l}{k_2 B_{z\max}} = 14,7 \cdot 1,05 \cdot \frac{5500}{20000} = 4,7 \text{ mm.}$$

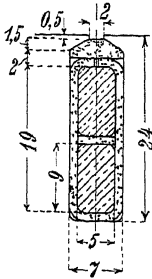


Fig. 206.

Für die Rotorwicklung werden rechteckige Stäbe

$$5 \times 9 \text{ mm} = 45 \text{ mm}^2$$

verwendet. Durch die Abrundungen geht 1 mm² verloren, daher ist der Querschnitt

$$q_{a2} = 44 \text{ mm}^2$$

und die Stromdichte

$$s_{a2} = \frac{142}{44} = 3,23 \text{ Amp/mm}^2.$$

Wir zeichnen die Nut auf (Fig. 206) und erhalten

Nutenisolation . 2 mm einschließlich Spiel

Nutenweite . . 7 „

Nutenhöhe . . 24 „

Schlitz . . . 2 „

Steg 0,5 „

$$\text{Kleinste Teilung} = \frac{\pi(D - 2\delta - 2 \cdot 24)}{96} = 13,1 \text{ mm.}$$

Somit ist die kleinste Zahnstärke

$$z_{\min} = 13,1 - 7 = 6,1 \text{ mm.}$$

Kernhöhe von Stator und Rotor. Die Induktion im Kern ist

$$B_a = \frac{\Phi}{2lhk_2},$$

also

$$h = \frac{\Phi}{2lk_2B_a}.$$

Wir wählen im Stator

$$B_{as} = 7500,$$

im Rotor

$$B_{ar} = 10000$$

und finden

$$h_s = \frac{1,37 \cdot 10^6}{2 \cdot 22 \cdot 0,9 \cdot 7500} = 4,6 \text{ cm,}$$

$$h_r = 3,6 \text{ cm.}$$

Nach der Faustformel S. 204 ist

$$h \leq \frac{D}{2p} = \frac{45}{2 \cdot 4} = 5,6 \text{ cm.}$$

Wir haben nun alle Abmessungen der Maschine festgelegt, denn es ist der äußere Durchmesser des Statoreisens

$$D_1 = 450 + 2 \cdot 38 + 2 \cdot 46 = 620 \text{ mm}$$

und der innere Durchmesser des Rotors

$$D_2 = 450 - (2 \cdot 0,8 + 2 \cdot 24 + 2 \cdot 36) \cong 325 \text{ mm.}$$

Widerstand der Stator- und Rotorwicklung. Der Ohmsche Widerstand ist (Gl. 161 S. 216)

$$r_g = \frac{2 w l_a}{a} \frac{[1 + 0,004 (T_a - 18)]}{5700 q_a}.$$

Für die Länge der Stirnverbindungen finden wir (Gl. 76 S. 55)

$$l_s = 1,4 \tau + 5 \text{ bis } 10 \text{ cm} = 1,4 \cdot 17,7 + 7 = 32 \text{ cm.}$$

Die Ankerlänge ist

$$l_1 = 24 \text{ cm,}$$

also die halbe Länge einer Windung

$$l_a = l_s + l_1 = 56 \text{ cm.}$$

Bei einer Temperaturerhöhung von $T_a = 58^\circ$, also 40° über 18° Lufttemperatur, ist im Stator

$$r_{g1} = \frac{2 \cdot 96 \cdot 56}{1} \cdot \frac{1,16}{5700 \cdot 19,2} = 0,112 \Omega$$

und der effektive Widerstand

$$r_1 = k_r r_{g1} = 1,15 \cdot 0,112 = 0,129 \Omega.$$

Im Rotor ist

$$r_{g2} = \frac{2 \cdot 32 \cdot 56}{1} \cdot \frac{1,16}{5700} = 0,016 \Omega$$

und

$$r_2 = 1,15 \cdot 0,016 = 0,0184 \Omega.$$

Bei der Reduktion auf primär erhalten wir (s. S. 35)

$$r_2' = \frac{m_1 w_1^2 f_1^2}{m_2 w_2^2 f_2^2} r_2 = \left(\frac{96}{32}\right)^2 \cdot 0,0184 = 0,165 \Omega,$$

da $m_1 = m_2$ und $f_1 = f_2$ ist.

Der Kurzschlußwiderstand ist

$$r_k = r_1 + r_2' = 0,129 + 0,165 = 0,294 \Omega.$$

Die Reaktanz der Statorwicklung. Die ovale Nutenform des Stators ersetzen wir ähnlich wie in Fig. 39 durch die in Fig. 205 punktiert eingezeichnete Nutenform.

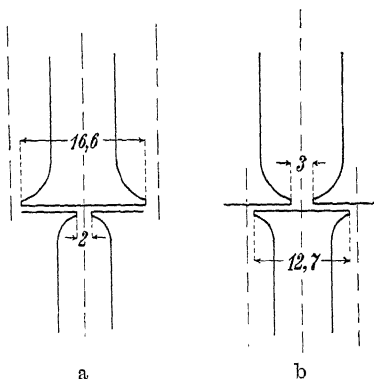


Fig. 207a und b.

Die Reaktanz ist (Gl. 71 S. 54)

$$x_1 = \frac{4 \pi c w^2 l_i}{p q 10^8} \left(\lambda_n + \lambda_k + \frac{l_s}{l_i} \lambda_s \right).$$

Der Fig. 205 entnehmen wir die Werte

$$\begin{array}{lll} r = 32 & r_3 = 11 & r_5 = 1 \\ r_1 = 3 & r_4 = 0,5 & r_6 = 2. \end{array}$$

Dann erhalten wir für die Leitfähigkeit des Nutenraumes (Gl. 66 S. 51)

$$\begin{aligned} \lambda_n &= 1,25 \left(\frac{r}{3 r_3} + \frac{r_5}{r_3} + \frac{2 r_6}{r_1 + r_3} + \frac{r_4}{r_1} \right) \\ &= 1,25 \left(\frac{32}{3 \cdot 11} + \frac{1}{11} + \frac{2 \cdot 2}{11 + 3} + \frac{0,5}{3} \right) = 1,9. \end{aligned}$$

Die Leitfähigkeit für den Streufluß über den Zahnköpfen ist (Gl. 68)

$$\lambda_k = 1,25 \frac{z_{1r} - r_{1s}}{6 \delta} = 1,25 \frac{12,7 - 3}{6 \cdot 0,8} = 2,52,$$

denn die Zahnbreite des Rotors am Umfange ist (s. Fig. 207)

$$z_{1r} = t_{1r} - r_{1r} = 14,7 - 2 = 12,7 \text{ mm.}$$

Die Leitfähigkeit für den Streukraftfluß eines Spulenkopfes ist (Gl. 69)

$$\lambda_s = 0,46 q_s \log \frac{1,5 l_s}{U_s}.$$

Hier ist $q_s = 3$, und aus der Skizze Fig. 208 entnehmen wir (s. S. 53)

$$U_s = 13,5 \text{ cm.}$$

Also ist

$$\lambda_s = 0,46 \cdot 3 \cdot \log \frac{1,5 \cdot 32}{13,5} = 0,75$$

$$\frac{l_s}{l_i} \lambda_s = \frac{32}{23} 0,75 = 1,04.$$

$$\lambda_n + \lambda_k + \frac{l_s}{l_i} \lambda_s = 1,9 + 2,52 + 1,04 = 5,46$$

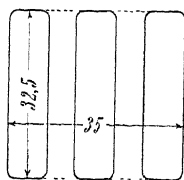


Fig. 208.

und die Statorreaktanz wird

$$x_1 = \frac{4\pi \cdot 50 \cdot 96^2 \cdot 23}{4 \cdot 3 \cdot 10^8} 5,46.$$

$$x_1 = 0,605 \, \Omega.$$

Die Reaktanz der Rotorwicklung. Für die Rotornut ist (s. Fig. 206)

$$\begin{array}{lll} r = 19 & r_3 = 7 & r_6 = 1,5 \\ r_1 = 2 & r_5 = 2 & r_4 = 0,5. \end{array}$$

Also wird

$$\lambda_n = 1,25 \left(\frac{19}{3 \cdot 7} + \frac{2}{7} + \frac{2 \cdot 1,5}{2 \cdot 7} + \frac{0,5}{2} \right) = 1,8$$

$$\lambda_k = 1,25 \frac{16,6 - 2}{6 \cdot 0,8} = 3,80 \quad (\text{s. Fig. 207})$$

$$\frac{l_s}{l_i} \lambda_s = \frac{32}{23} \cdot 0,46 \cdot \frac{4}{2} \log \frac{1,5 \cdot 32}{8,2} = 1,0 \quad (\text{s. Fig. 209}).$$

Wir haben $g_s = \frac{q}{2}$ zu setzen, da die Stirnverbindungen der Drähte einer Phase zur Hälfte nach links und zur Hälfte nach rechts abgebogen sind. Für den Rotor wird:

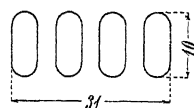


Fig. 209.

$$\lambda_n + \lambda_k + \frac{l_s}{l_i} \lambda_s = 1,8 + 3,8 + 1,0 = 6,6,$$

und die auf primär reduzierte Reaktanz ist

$$x_2' = \left(\frac{96}{32} \right)^2 \cdot \frac{4\pi \cdot 50 \cdot 32^2 \cdot 23 \cdot 6,8}{4 \cdot 4 \cdot 10^8}$$

$$x_2' = 0,545 \, \Omega$$

und die Kurzschlußreaktanz

$$x_k = x_1 + x_2' = 0,605 + 0,545 = 1,150 \, \Omega.$$

Da

$$r_k = 0,294 \, \Omega$$

ist, wird die Kurzschlußimpedanz

$$z_k = \sqrt{r_k^2 + x_k^2} = \sqrt{0,294^2 + 1,15^2} = 1,19 \, \Omega.$$

Der Kurzschlußstrom ist also

$$J_k = \frac{P_1}{z_k} = \frac{289}{1,19} = 242 \, \text{Amp.}$$

und

$$\cos \varphi_k = \frac{r_k}{z_k} = \frac{0,294}{1,19} = 0,247.$$

Der ideelle Kurzschlußstrom (s. S. 107) ist

$$J_{ki} = \frac{P_1}{x_k} = \frac{289}{1,15} = 250 \text{ Amp.}$$

und

$$\frac{J_1 x_k}{P_1} = \frac{52,5 \cdot 1,15}{289} = 0,209.$$

Wir dürfen somit erwarten, daß die Überlastungsfähigkeit des Motors genügend groß wird (siehe S. 337 Gl. 220).

Die wattlose Komponente des Leerlaufstromes. Die wattlose Komponente des Leerlaufstromes ist fast genau gleich der des Magnetisierungsstromes, also (Gl. 43 S. 36)

$$J_{0wl} = \frac{2,22p \cdot \frac{1}{2} AW_k}{m_1 w_1 f_1}.$$

AW_k setzt sich zusammen aus den Amperewindungen für den Luftspalt, die Stator- und Rotorzähne und den Stator- und den Rotorkern.

Wir berechnen zunächst die Amperewindungen für den Luftspalt.

Wir hatten den Kraftfluß pro Pol

$$\Phi = 1,37 \cdot 10^6$$

gefunden, also ist die Luftinduktion, wenn wir zunächst sinusförmige Verteilung annehmen,

$$B_l = \frac{\Phi}{\frac{2}{\pi} \tau l_i} = \frac{1,37 \cdot 10^6}{\frac{2}{\pi} \cdot 17,7 \cdot 23} = 5300.$$

Die erforderlichen Amperewindungen sind nun

$$AW_l = 1,6 k_1 \delta B_l.$$

Hierin ist (Gl. 53 S. 43)

$$k_1 = \frac{\delta_s k_s + \delta_r k_r}{\delta}.$$

Nach dem auf S. 43 angegebenen Verfahren bilden wir

$$\nu = \frac{r_{1s} + r_{1r}}{\delta} = \frac{3 + 2}{0,8} = 6,25$$

und entnehmen zu diesem Werte als Abszisse der Kurve in Fig. 31

$$X = 2,55.$$

Dann ist

$$\delta_s = \frac{r_{1s}}{r_{1r} + r_{1s}} \delta = \frac{3}{2 + 3} 0,8 = 0,48,$$

$$\delta_r = \frac{r_{1r}}{r_{1r} + r_{1s}} \delta = \frac{2}{2 + 3} 0,8 = 0,32,$$

$$k_s = \frac{t_s}{z_{1s} + X \delta_s} = \frac{19,65}{16,65 + 0,48 \cdot 2,55} = 1,1,$$

$$k_r = \frac{t_r}{z_{1r} + X \delta_r} = \frac{14,7}{12,7 + 2,55 \cdot 0,32} = 1,09$$

und

$$k_1 = \frac{0,48 \cdot 1,1 + 0,32 \cdot 1,09}{0,8} = 1,1.$$

Hiermit wird $AW_I = 1,6 \cdot 1,1 \cdot 0,8 \cdot 5300 = 745$.

Die mittlere Länge des Kraftlinienweges in den Statorzähnen ist

$$L_z = 2 \times 3,8 = 7,6 \text{ cm.}$$

Ist an einer beliebigen Stelle des Zahns die Teilung t und die zugehörige Zahndicke z , so ist dort die Induktion (Gl. 44).

$$B_z = \frac{t_1 B_i l_i}{k_z z l}.$$

Wir finden die zusammengehörigen Werte (s. Fig. 210)

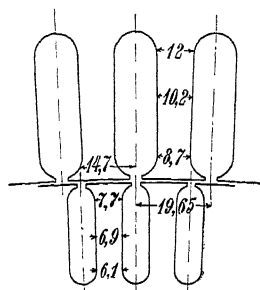


Fig. 210.

$$t_1 = 19,65 \text{ mm} \quad z_{\min} = 8,7 \text{ mm}$$

$$t_2 = 21,2 \text{ mm} \quad z_{\text{mitt}} = 10,2 \text{ mm}$$

$$t_3 = 23 \text{ mm} \quad z_{\max} = 12 \text{ mm}$$

$$B_{z\max} = 13900 \quad aw = 16$$

$$B_{z\text{mitt}} = 11900 \quad aw = 7,5$$

$$B_{z\min} = 10000 \quad aw = 3,7.$$

Damit wird die AW -Zahl für die Statorzähne

$$AW_{zs} = \frac{16 + 4 \cdot 7,5 + 3,7}{6} \cdot 7,6 = 65.^1)$$

Für die Rotorzähne ist $L_z = 4,8 \text{ cm.}$

$$t_1 = 14,7 \text{ mm} \quad z_{\max} = 7,7 \text{ mm}$$

$$t_2 = 13,9 \text{ mm} \quad z_{\text{mitt}} = 6,9 \text{ mm}$$

$$t_3 = 13,1 \text{ mm} \quad z_{\min} = 6,1 \text{ mm}$$

¹⁾ Da die Sättigung im abgerundeten Teil des Zahnkopfes und Zahnfußes kleiner ist als $B_{z\max}$ bzw. $B_{z\min}$, so ist der Wert $AW_{zs} = 65$ etwas zu groß. Der genaue Wert kann nach dem auf S. 47 angegebenen Verfahren (Fig. 35) gefunden werden, indem man aw_z auch für die abgerundeten Teile des Zahnes berechnet.

$$\begin{array}{ll} B_{zmin} = 11700 & aw = 7 \\ B_{zmitt} = 13100 & aw = 12 \\ B_{zmax} = 14900 & aw = 25 \end{array}$$

$$AW_{zs} = \frac{7 + 4 \cdot 12 + 25}{6} \cdot 4,8 = 65.$$

Die gesamten Amperewindungen für die Zähne betragen

$$AW_z = AW_{zs} + AW_{zr} = 130.$$

Wir finden hiermit den vorläufigen Wert

$$k_z' = \frac{AW_z + AW_l}{AW_l} = \frac{130 + 745}{745} = 1,17.$$

Dieser Wert ist etwas zu groß, da die Feldkurve nicht Sinusform hat, sondern in Wirklichkeit etwas deformiert ist. Der Kurve I in Fig. 28 S. 40 entnehmen wir für $k_z' = 1,17$

$$\alpha_i' = 0,657.$$

Mit diesem Werte führen wir die Rechnung nochmals durch.

Es ist jetzt

$$B_l = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{B_l}{\alpha_i'} = 5100,$$

$$AW_l = 715.$$

Im Stator ist

$$\begin{array}{ll} B_{zmax} = 13300 & aw = 12 \\ B_{zmitt} = 11400 & aw = 6 \\ B_{zmin} = 9600 & aw = 3,3, \end{array}$$

$$AW_{zs} = 50$$

und im Rotor

$$\begin{array}{ll} B_{zmin} = 11300 & aw = 6 \\ B_{zmitt} = 12600 & aw = 9,5 \\ B_{zmax} = 14300 & aw = 20 \end{array}$$

$$AW_{zr} = 50,$$

also

$$AW_l + AW_z = 815$$

und

$$k_z = 1,14.$$

Die Kurve II in Fig. 28 ergibt für dieses k_z

$$\alpha_i' = 0,662,$$

das nahezu gleich dem früher gefundenen Wert α_i' ist, so daß nicht weiter gerechnet zu werden braucht.

Wir haben nun noch die Amperewindungen für Stator- und Rotorkern zu bestimmen.

Die Eisenhöhe des Statorkerns ist

$$h_s = \frac{62,0 - (45,0 + 7,6)}{2} = 4,7 \text{ cm},$$

also der Kernquerschnitt

$$h_s l k_2 = 4,7 \cdot 22 \cdot 0,9 = 93 \text{ cm}^2$$

und die Induktion (Gl. 57)

$$B_{as} = \frac{\Phi}{2 l h_s k_2} = \frac{1,37 \cdot 10^6}{2 \cdot 93} = 7370.$$

Hierfür entnehmen wir der Kurve in Fig. 38

$$aw = 0,7.$$

Die Länge des mittleren Kraftlinienweges ist

$$L_{as} = \pi \frac{62,0 - 4,7}{2p} \cong 22,5 \text{ cm},$$

demnach

$$AW_{as} = 0,7 \cdot 22,5 \cong 16.$$

Für den Rotorkern ist

$$h_r = \frac{448,4 - 2 \cdot 24 - 325}{2} = 3,7 \quad \text{und} \quad h_r l k_2 = 74 \text{ cm}^2,$$

$$B_{ar} = \frac{1,37 \cdot 10^6}{2 \cdot 74} = 9300, \quad \text{und} \quad aw = 1,2,$$

$$L_{ar} = \frac{\pi(32,5 + 3,7)}{2p} = 14 \text{ cm}$$

und

$$AW_{ar} = 17.$$

Die Amperewindungen für den ganzen Kreis sind also

$$AW_k = AW_l + AW_{zs} + AW_{zr} + AW_{as} + AW_{ar},$$

$$AW_k = 715 + 50 + 50 + 16 + 14 \cong 830.$$

Hiermit berechnet sich nun die wattlose Komponente des Leerlaufstromes zu

$$J_{owl} = \frac{2,22 \cdot 4 \cdot \frac{1}{2} \cdot 830}{3 \cdot 96 \cdot 0,96} = 13,3 \text{ Amp.}$$

und es ist

$$\frac{J_{owl}}{J_1} = \frac{13,3}{52,5} = 0,254.$$

Die Werte von $\frac{J_1 x_k}{P_1}$ und $\frac{J_{owl}}{J_1}$ entsprechen mit guter Annäherung der auf S. 336 (Gl. 218) gestellten Bedingung.

Die Leerlaufverluste und die Wattkomponente des Leerlaufstromes. Die Wattkomponente ist

$$J_{ow} = \frac{W_0}{m_1 P_1}.$$

Die Leerlaufverluste W_0 setzen sich zusammen aus den Hysteresis- und Wirbelstromverlusten im Kern und in den Zähnen des Stators, den zusätzlichen Verlusten in den Zähnen, den Stromwärmeverlusten des Leerlaufstromes im Stator und den Reibungs- und Ventilationsverlusten.

Hysteresis- und Wirbelstromverluste. Es ist das Eisen volumen des Statorkernes

$$V_{as} = \pi(6,20 - 0,47) \cdot 0,47 \cdot 2,2 \cdot 0,9 = 16,7 \text{ dm}^3$$

und das Eisenvolumen der Statorzähne

$$V_{zs} = 72 \cdot 0,38 \cdot 0,103 \cdot 22 \cdot 0,9 = 5,6 \text{ dm}^3.$$

Der Hysteresisverlust ergibt sich nach den Gl. 147a und 148a S. 203 zu

$$W_h = \sigma_h \frac{c_1}{100} \left[\left(\frac{B_{as}}{1000} \right)^{1,6} V_{as} + k_4 \left(\frac{B_{zs \min}}{1000} \right)^{1,6} V_{zs} \right].$$

Aus der Kurve in Fig. 118 finden wir zu

$$\frac{z_{\min}}{z_{\max}} = \frac{8,7}{12} = 0,725$$

als Abszisse den Koeffizienten

$$k_4 = 1,2.$$

σ_h nehmen wir zu 1 an.

Dann ist

$$W_h = 1 \cdot \frac{50}{100} \left[\left(\frac{7370}{1000} \right)^{1,6} \cdot 16,7 + 1,2 \cdot \left(\frac{9600}{1000} \right)^{1,6} \cdot 5,6 \right]$$

$$W_h \cong 330 \text{ Watt}$$

(mit Benutzung der Kurve in Fig. 114 S. 202).

Die Wirbelstromverluste sind nach Gl. 151a im Statorkern

$$W_{vas} = \sigma_w \left(\Delta \frac{c_1}{100} \frac{B_{as}}{1000} \right)^2 V_{as}$$

und nach Gl. 152a in den Statorzähnen

$$W_{wzs} = \sigma_w k_5 \left(\Delta \frac{c_1}{100} \frac{B_{zs \min}}{1000} \right)^2 V_{zs}.$$

σ_w nehmen wir gleich 6 an, die Blechdicke Δ sei 0,5 mm, und aus der Kurve in Fig. 120 findet sich

$$k_5 = 1,3.$$

Demnach ist

$$W_w = 6 \cdot \left(0,5 \cdot \frac{50}{100}\right)^2 \left[\left(\frac{7370}{1000}\right)^2 16,7 + 1,3 \left(\frac{9600}{1000}\right)^2 5,6 \right]$$

$$W_w = 575 \text{ Watt.}$$

Die zusätzlichen Verluste. Die Oberflächenverluste sind (Gl. 155 S. 211)

$$W_{ob} = \sigma_{ob} \left(\frac{B_l}{1000}\right)^2 v^{1,5} \left[(k_{1r} - 1)^2 \frac{t_r}{\sqrt{r_r}} O_s + (k_{1s} - 1)^2 \frac{t_s}{\sqrt{r_s}} O_r \right].$$

Hier ist

$$t_s = 1,965 \text{ cm} \quad r_s = 0,3 \text{ cm}$$

$$v_s = \frac{0,3}{0,8} = 3,75 \quad X_s = 2 \quad k_{1s} = \frac{19,65}{16,65 + 2 \cdot 0,8} = 1,08$$

$$t_r = 1,47 \text{ cm} \quad r_r = 0,2 \text{ cm}$$

$$v_r = \frac{0,2}{0,8} = 2,5 \quad X_r = 1,6 \quad k_{1r} = \frac{14,7}{12,7 + 1,6 \cdot 0,8} = 1,05$$

die Luftinduktion

$$B_l = 5100$$

und die Umfangsgeschwindigkeit des Rotors

$$v = 17,7 \text{ m/sec.}$$

Die Zahnoberflächen betragen

$$O_s = 72 \cdot 1,665 \cdot 22 \cdot 10^{-2} = 26,3 \text{ dm}^2$$

und

$$O_r = 96 \cdot 1,27 \cdot 22 \cdot 10^{-2} = 26,8 \text{ dm}^2.$$

Somit ist

$$W_{ob} = 0,08 \cdot \left(\frac{5100}{1000}\right)^2 \cdot 17,7^{1,5} \left[(1,08 - 1)^2 \frac{1,47}{\sqrt{0,2}} 26,3 + (1,05 - 1)^2 \frac{1,965}{\sqrt{0,3}} \cdot 26,8 \right]$$

$$W_{ob.} = 130 \text{ Watt.}$$

Um die Zahnpulsationsverluste zu berechnen (s. S. 211), müssen wir die größte und kleinste Leitfähigkeit λ_{max} und λ_{min} des vor einem Zahn liegenden Luft- raumes ermitteln. In Fig. 211 a steht Zahnmitte vor Zahnmitte. Der Statorzahn überragt den Rotorzahn

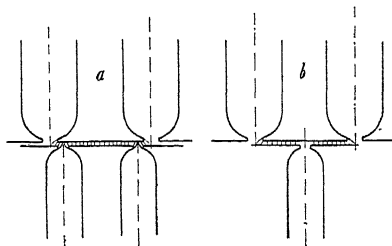


Fig. 211 a und b.

auf beiden Seiten so weit, daß er fast ganz genau noch die Nuten-
schlitze des Rotors überdeckt. Die Leitfähigkeit ist

$$\lambda_1 = 0,4 \pi \frac{z_s - 2r_r + X_s \delta + 2X_r \delta}{\delta}.$$

Es war

$$\begin{array}{ll} r_s = 3 & r_r = 2 \\ z_s = 16,65 & z_r = 12,7 \\ X_s = 2 & X_r = 1,6, \end{array}$$

also wird

$$\lambda_1 = 0,4 \pi \frac{16,65 - 2 \cdot 2 + 2 \cdot 0,8 + 2 \cdot 1,6 \cdot 0,8}{0,8} = 26,4.$$

Stellen wir den Rotorzahn so, daß sein Schlitz vor der Mitte
des Statorzahnes steht, so ist (s. Fig. 211b)

$$\begin{aligned} \lambda_2 &= 0,4 \pi \frac{z_s - r_r + X_s \delta + X_r \delta}{\delta} \\ &= 0,4 \pi \frac{16,65 - 2 + 2 \cdot 0,8 + 1,6 \cdot 0,8}{0,8} = 27,5. \end{aligned}$$

Wir setzen also $\lambda_2 = \lambda_{max}$ und $\lambda_1 = \lambda_{min}$. Dann ist (s. S. 212)

$$k_{ps}' = \frac{\lambda_{max} - \lambda_{min}}{\lambda_{max} + \lambda_{min}} = \frac{27,5 - 26,4}{27,5 + 26,4} = 0,0202.$$

In der gleichen Weise findet sich

$$k_{pr}' = 0,0527.$$

Diese Werte sind aber wegen der Zahnsättigungen zu hoch und
deshalb noch durch k_z zu dividieren. k_z haben wir auf S. 376 zu
1,14 bestimmt, also wird

$$k_{ps} = \frac{0,0202}{1,14} = 0,0177$$

und

$$k_{pr} = \frac{0,0527}{1,14} = 0,0463.$$

Die Pulsationsverluste sind (Gl. 158, S. 213)

$$\begin{aligned} W_p &= \sigma_{wp} \Delta \left[k_{ss} \left(\frac{k_{ps} B_{zsmin}}{1000} \right)^2 V_{zs} \left(\frac{c_{ps}}{100} \right)^{1,5} \right. \\ &\quad \left. + k_{sr} \left(\frac{k_{pr} B_{zsmin}}{1000} \right)^2 V_{sr} \left(\frac{c_{pr}}{100} \right)^{1,5} \right]. \end{aligned}$$

Es ist

$$\begin{array}{lll} B_{zsmin} = 9600 & V_{zs} = 5,6 & c_{pr} = 900 \\ B_{zrmin} = 11000 & V_{sr} = 3,36 & k_{ss} = 1,3 \\ \Delta = 0,5 & c_{ps} = 1200 & k_{sr} = 1,25, \end{array}$$

also

$$W_p = 4,5 \cdot 0,5 \left[1,3 \left(\frac{0,0177 \cdot 9600}{1000} \right)^2 5,6 \cdot \left(\frac{1200}{100} \right)^{1,5} + 1,25 \left(\frac{0,0463 \cdot 11300}{1000} \right)^2 3,36 \left(\frac{900}{100} \right)^{1,5} \right]$$

$$W_p = 90 \text{ Watt.}$$

Die zusätzlichen Verluste sind also

$$W_{zus} = W_{ob} + W_p = 130 + 90 = 220 \text{ Watt.}$$

Die gesamten Eisenverluste betragen demnach

$$W_{ei} = W_h + W_w + W_{zus} = 330 + 575 + 220 = 1125 \text{ Watt.}$$

Der Stromwärmeverlust bei Leerlauf ist

$$m_1 J_{0wl}^2 r_1 = 3 \cdot 13,3^2 \cdot 0,129 \cong 70 \text{ Watt,}$$

da J_{0wl} sich nur sehr wenig von dem uns noch unbekannten J_0 unterscheidet.

Die Reibungs- und Ventilationsverluste schätzen wir zu 1,5 bis 2% der Motorleistung, also

$$W_e \cong 700 \text{ Watt}$$

und erhalten als Summe der Leerlaufverluste

$$W_0 = 1125 + 70 + 700 \cong 1900 \text{ Watt.}$$

Daraus ergibt sich der Wattstrom bei Leerlauf

$$J_{0w} = \frac{W_0}{m_1 P_1} = \frac{1900}{3 \cdot 289} = 2,18 \text{ Amp.}$$

Der Leerlaufstrom wird

$$J_0 = \sqrt{J_{0w}^2 + J_{0wl}^2} = \sqrt{13,3^2 + 2,18^2} = 13,5 \text{ Amp.}$$

Die Phasenverschiebung bei Leerlauf ist

$$\cos \varphi_0 = \frac{J_{0w}}{J_0} = \frac{2,18}{13,5} = 0,161.$$

Das Arbeitsdiagramm. Wir zeichnen nun mit Hilfe von J_0 , φ_0 , J_k und φ_k in der auf S. 103 angegebenen Weise das Arbeitsdiagramm auf (Fig. 212).

Aus dem Diagramm finden wir

$$J_1 = 52,5 \text{ Amp.} \quad \cos \varphi = 0,903 \quad \eta = 90\% \quad s = 3\%$$

und

$$W_{2max} = 105 \text{ PS,}$$

also eine 2,1-fache Überlastungsfähigkeit.

Nach der Formel 117b S. 109 finden wir

$$W_{2max} = m_1 P_1 \frac{J_k - J_0}{2(1 + \cos \varphi_k)} = 3 \cdot 289 \frac{242 - 13,5}{2(1 + 0,247)} \\ = 79,5 \text{ KW} = 108 \text{ PS.}$$

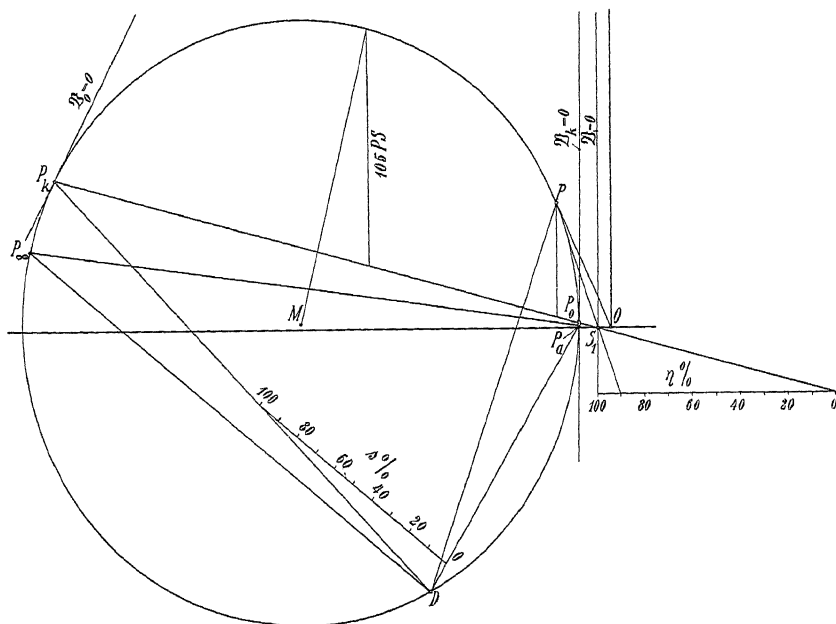


Fig. 212.

Die Erwärmung des Motors. Die Abkühlungsfläche des Stators ist (s. Fig. 213)

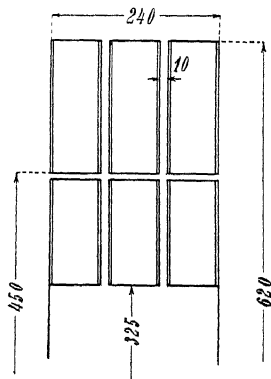


Fig. 213.

$$A_s = \pi D_1 l_1 + \frac{\pi}{4} (D_1^2 - D^2) (2 + n_s) \\ = \pi \cdot 62 \cdot 24 + \frac{\pi}{4} (63^2 - 45^2) (2 + 2) \\ = 10600 \text{ cm}^2.$$

Die Eisenverluste betragen

$$W_{ei} = 1125 \text{ Watt}$$

und die eingebetteten Stromwärmeverluste

$$\frac{l_1}{l_a} m_1 J_1^2 r_1 = \frac{24}{56} \cdot 3 \cdot 52,5^2 \cdot 0,129 = 450 \\ \text{Watt.}$$

Die spezifische Abkühlfläche ist

$$\alpha_s = \frac{A_s}{W_{ei} + W_{kz}} = \frac{10600}{1125 + 450} = 6,73$$

und die Temperaturerhöhung (s. S. 224).

$$T_s = \frac{C_s}{\alpha_s} = \frac{200 \text{ bis } 300}{6,73} = \frac{270}{6,73} \cong 40^\circ \text{ C.}$$

Die Temperaturerhöhung des Statorkupfers berechnen wir nach den Formeln S. 234. Es ist einzusetzen

$$\begin{aligned} U_n &= 8,5 \text{ cm} & U_k &= 80 \text{ cm} \\ q_n &= 154 \text{ mm}^2 & \delta_a &= 0,05 \text{ cm} \\ \delta_i &= 0,32 \text{ cm} & s &= 2,74 \text{ Amp/mm}^2 \\ l_r &= 26 \text{ cm} & v &= 17,7 \text{ m} \\ l_s &= 30 \text{ cm.} \end{aligned}$$

Hiermit berechnet sich

$$\begin{aligned} a^2 &= 40 \cdot 10^{-4} & a &= 6,32 \cdot 10^{-2} \\ b &= 6,25 \cdot 10^{-2} \\ c^2 &= 36 \cdot 10^{-4} & c &= 6 \cdot 10^{-2} \\ d &= 5,3 \cdot 10^{-2}. \end{aligned}$$

Die maximale Temperaturerhöhung des Kupfers in der Mitte der Maschine ist

$$0,4^\circ \text{ C über Eisen} = 40,4^\circ \text{ C über Luft.}$$

Die mittlere Temperatur des Kupfers ist

$$T_k = 34,5^\circ \text{ C über Luft.}$$

Die Erwärmung des Rotors finden wir nach Gl. 181, S. 236.

Es ist

$$\begin{aligned} A_r &= \pi D l_1 (1 + 0,1 v) \\ &= \pi \cdot 45 \cdot 24 (1 + 0,1 \cdot 17,7) = 9400 \text{ cm}^2. \end{aligned}$$

$$W_r = \frac{l_1}{l_a} m_2 J_2'^2 r_2' = \frac{24}{56} \cdot 3 \cdot 47^2 \cdot 0,165 = 465 \text{ Watt.}$$

J_2' findet man sehr angenähert aus dem Diagramm als Entfernung des synchronen Punktes von dem Punkte für Vollast.

Die Temperaturerhöhung ist

$$T_r = \frac{C_r \cdot 465}{9400} = \frac{400 \cdot 465}{9400} \cong 20^\circ \text{ C über Luft.}$$

Berechnung der Gewichte. Wir bestimmen zunächst das ganze Eisengewicht, das zum Bau des Motors notwendig ist, also einschließlich des Blechabfalles. Dann ist

$$G_{ei} = \frac{\pi}{4} (D_1^2 - D_2^2) l k_2 \cdot 7,8$$

$$= \frac{\pi}{4} (6,2^2 - 3,25^2) 2,2 \cdot 0,9 \cdot 7,8 = 340 \text{ kg}$$

oder

$$6,82 \text{ kg pro PS.}$$

Für das eigentliche Gewicht der Maschine kommt nur in Betracht

$$G_{ei} = (V_{as} + V_{zs} + V_{ar} + V_{zr}) \cdot 7,8$$

$$= (16,7 + 5,6 + 8,4 + 3,4) 7,8 = 266 \text{ kg.}$$

Das Kupfergewicht ist

$$G_k = m_1 2 l_a (w_1 q_1 + w_2 q_2) \cdot 8,9 \cdot 10^{-5}$$

$$= 3 \cdot 2 \cdot 56 (96 \cdot 19,2 + 32 \cdot 44,5) 8,9 \cdot 10^{-5} = 97,5 \text{ kg}$$

oder

$$1,95 \text{ kg pro PS.}$$

Es verhält sich also

$$\frac{\text{Eisengewicht}}{\text{Kupfergewicht}} = \frac{340}{97,5} = 3,5.$$

Nehmen wir an, daß für die Einheitspreise die Beziehung gilt

$$\frac{M_k}{M_{ei}} \simeq 4,$$

so hätten wir (s. S. 347) ungefähr den Bedingungen für die geringsten Kosten des aktiven Materials genügt.

Berechnung des Anlaßwiderstandes. Wir wollen annehmen, daß der Motor zeitweilig mit einem größeren als dem normalen Drehmoment anlaufen soll und lassen hierbei den 1,5fachen Strom zu. Für diesen Strom

$$1,5 \cdot 52,5 = 79 \text{ Amp.}$$

entnehmen wir dem Diagramm $s_{max} = 0,05$ und finden, daß der Motor dabei das 1,47fache Drehmoment besitzt. Als J_{min} wählen wir den normalen Strom, bei dem die Schlüpfung $s_{min} = 0,03$ ist.

Die Schlüpfung auf der ersten Stufe s_1 ist (s. S. 258)

$$s_1 = \frac{s_{min}}{s_{max}} = \frac{0,03}{0,05} = 0,6.$$

Wir finden nun die Stufenzahl x aus

$$s_1 = 0,6 = \sqrt[x]{s_{max}} = \sqrt[x]{0,05},$$

$$x = 5,93.$$

Wir runden x auf 6 ab und haben dann

$$s_1 = 0,607.$$

Der Gesamtwiderstand auf der ersten Stufe ist

$$R_0 = \frac{r_2}{s_{max}} = \frac{0,0184}{0,05} = 0,368 \, \Omega,$$

und die Stufenwiderstände sind

$$\begin{array}{rcl} & r_2 = 0,0184 \, \Omega & \\ \varrho_1 = 0,368(1 - 0,607) & = & 0,145 \, \Omega \\ \varrho_2 = & \varrho_1 \cdot 0,607 = & 0,088 \, \Omega \\ \varrho_3 = & \varrho_2 \cdot 0,607 = & 0,0534 \, \Omega \\ \varrho_4 = & \varrho_3 \cdot 0,607 = & 0,0323 \, \Omega \\ \varrho_5 = & \varrho_4 \cdot 0,607 = & 0,0196 \, \Omega \\ \varrho_6 = & \varrho_5 \cdot 0,607 = & 0,0118 \, \Omega \\ & \text{Sa.} = & 0,3685 \, \Omega \end{array}$$

Da der Stromstoß auf der ersten Stufe sehr groß ist und der Motor mit einem scharfen Rucke anspringen würde, wenn ein geringeres als das 1,5fache Drehmoment erforderlich ist, wollen wir vor die erste Stufe noch einige Vorstufen schalten und sie so bemessen, daß der Motor beim Anlauf etwa 50% des normalen Stromes aufnimmt. Da hierbei nach dem Diagramm

$$s = 0,014$$

ist, wird der Gesamtwiderstand auf der ersten Stufe

$$\frac{0,0184}{0,014} \cong 1,3 \, \Omega.$$

Wir teilen die Vorstufen so ein, daß, wenn der Motor noch nicht anläuft, der Strom in vier angenähert gleichen Stufen auf das 1,5fache des normalen Wertes ansteigt.

Es sind dann die Gesamtwiderstände

$$\begin{array}{l} R_I = 1,3 \\ R_{II} = 0,95 \\ R_{III} = 0,7 \\ R_{IV} = 0,53 \\ R_0 = 0,368 \end{array}$$

und die Vorstufen

$$\varrho_I = 0,35 \, \Omega$$

$$\varrho_{II} = 0,25 \, \Omega$$

$$\varrho_{III} = 0,17 \, \Omega$$

$$\varrho_{IV} = 0,152 \, \Omega.$$

b) Ausführung des Motors mit Kurzschlußanker.

Wir wollen jetzt denselben Motor für den Fall berechnen, daß der Rotor eine Käfigwicklung erhält.

Die Bestimmung der Hauptabmessungen der Maschine, der Wicklung und der Nuten des Stators erfolgt in derselben Weise wie früher, so daß diese Größen unverändert bleiben.

Die Stabzahl und damit die Nutenzahl des Rotors ist nun so zu wählen, daß eine Ausbildung der Oberfelder möglichst verhindert wird und die Breite des Rotorzahnkopfes weder die Kopfstreuung des Stators noch die zusätzlichen Verluste groß werden läßt.

Da wir im Stator 3 Nuten pro Pol und Phase haben, wählen wir am besten im Rotor entsprechend 4 Nuten. Wir erhalten also wieder $Z_2 = 4 \cdot 3 \cdot 8 = 96$ Nuten im Rotor. In jede Nut legen wir einen runden Stab. Die Phasenzahl des Rotors ist (s. S. 55):

$$m_2 = \frac{N_2}{p} = \frac{96}{4} = 24.$$

Der Strom einer Phase ist

$$J_2 \simeq 0,9 \frac{m_1 f_1 w_1}{m_2 f_2 w_2} J_1 = 0,9 \frac{3 \cdot 0,96 \cdot 96}{24 \cdot 1 \cdot 0,5} 52,5$$

$$J_2 = 1090 \text{ Amp},$$

und da jede Phase aus 4 parallelgeschalteten Stäben besteht (immer einen für ein Polpaar), ist der Strom in einem Stab

$$J_s = \frac{1090}{4} = 273 \text{ Amp.}$$

Der Strom im Ring ist

$$J_r = \frac{J_s}{2 \sin \frac{\pi}{m_2}} = \frac{273}{2 \sin \frac{1}{24}} = 1040 \text{ Amp.}$$

Wir nehmen als Durchmesser eines Stabes 7,5 mm, dann ist der Querschnitt

$$q_{a2} = 44 \text{ mm}^2$$

und die Stromdichte

$$s_{a2} = \frac{273}{44} = 6,2 \text{ Amp/mm}^2.$$

Im Ring lassen wir eine höhere Stromdichte zu, machen seinen Querschnitt

$$q_{ar} = 3 \times 40 = 120 \text{ mm}^2$$

und haben

$$s_{ar} = \frac{1040}{120} = 8,66 \text{ Amp/mm}^2.$$

Den Durchmesser der Nut (s. Fig. 214) machen wir gleich 8,5 mm, die Stegdicke 0,5 mm und den Nutenschlitz 2 mm. Die Art, in der die Stäbe mit dem Ringe verbunden sind, ist aus Fig. 214 zu ersehen.

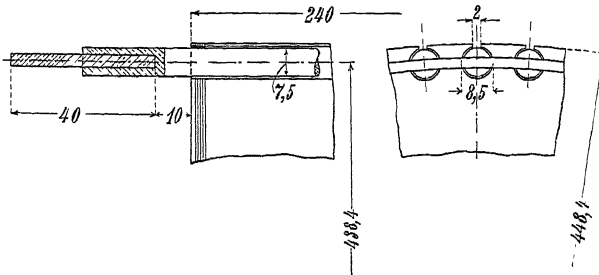


Fig. 214.

Der Widerstand eines Stabes ist

$$r_s = \frac{(1 + 0,004T)l_s}{5700q_s} = \frac{1,16 \cdot 28}{5700 \cdot 44} = 12,7 \cdot 10^{-5} \Omega,$$

und der Widerstand eines Ringsegmentes zwischen zwei Stäben

$$r_r = \frac{\pi D_r (1 + 0,004T)}{N_2 \cdot 5700 q_r} = \frac{\pi \cdot 43,84 \cdot 1,16}{96 \cdot 5700 \cdot 120} = 2,4 \cdot 10^{-6} \Omega.$$

Die Temperaturerhöhung T ist zu 40° über 18° Lufttemperatur angenommen.

Wir reduzieren nun nach den Formeln 80 und 82 S. 57 den resultierenden Widerstand r_2 auf primär und erhalten

$$\begin{aligned} r_2' &= k_r \cdot \frac{4m_1(w_1 f_1)^2}{N_2} \left[r_s + \frac{2r_r}{\left(2 \sin \frac{\pi}{m_2}\right)^2} \right] \\ &= 1,15 \cdot \frac{4 \cdot 3 \cdot (96 \cdot 0,96)^2}{96} \left[12,7 \cdot 10^{-5} + \frac{2 \cdot 2,4 \cdot 10^{-6}}{(2 \sin 7,5^\circ)^2} \right] \\ r_2' &= 0,242 \Omega. \end{aligned}$$

Der Rotor hat dieselbe Nutenzahl wie früher der Schleifringanker, die kleinste Zahnstärke ist aber 6,8 mm gegen 5,8 mm, die

Induktion wird also etwas kleiner. Die Kernhöhe nehmen wir wieder

$$h_r = 4,0 \text{ cm}$$

und erhalten den inneren Rotordurchmesser

$$D_2 = 450 - (2 \cdot 0,8 + 2 \cdot 9 + 2 \cdot 40) \cong 350 \text{ mm.}$$

Zur Aufzeichnung des Diagramms haben wir nun noch die Reaktanzen zu berechnen.

Die Statorreaktanz ist dieselbe wie beim ersten Entwurf, denn wir haben nicht nur den Stator beibehalten, sondern auch die Zahl der Rotornuten und ihre Öffnung.

Es ist also

$$x_1 = 0,606 \, \Omega.$$

Für die Rotorreaktanz ist nach Gl. 67 S. 51

$$\lambda_n = 1,25 \left(0,623 + \frac{r_4}{r_1} \right) = 1,25 \left(0,623 + \frac{0,5}{2} \right) = 1,09,$$

$$\lambda_k = \text{wie früher} = 3,80$$

und nach S. 58

$$\lambda_s = 0,46 \log \frac{1,5 \pi D_r}{2(a+b)} = 0,46 \log \frac{1,5 \pi \cdot 43,84}{2(4+0,3)} = 0,635.$$

Ferner ist

$$l_s = \frac{\pi D_r}{N_2} = \frac{\pi \cdot 43,84}{96} = 1,43 \text{ cm}$$

und

$$\frac{l_s}{l_i} \cdot \frac{2 \lambda_s}{\left(2 \sin \frac{\pi p}{N_2} \right)^2} = \frac{1,43}{23} \cdot \frac{2 \cdot 0,635}{(2 \cdot \sin 7,5^\circ)^2} = 1,15.$$

Wir haben nun

$$\Sigma l_x \lambda_x = 23(1,09 + 3,80 + 1,15) = 138,5,$$

nach Gl. 83 S. 57

$$p x_2 = \pi c \Sigma (l_x \lambda_x) 10^{-8} = \pi \cdot 50 \cdot 138,5 \cdot 10^{-8} = 217 \cdot 10^{-6}$$

und nach Gl. 81

$$x_2' = \frac{4 m_1 (w_1 f_1)^2}{N_2} p x_2 = \frac{4 \cdot 3 \cdot (96 \cdot 0,96)^2}{96} \cdot 217 \cdot 10^{-6}$$

$$x_2' = 0,231 \, \Omega.$$

Die Kurzschlußreaktanz ist

$$x_k = x_1 + x_2' = 0,606 + 0,231 = 0,837 \, \Omega,$$

der Kurzschlußwiderstand

$$r_k = r_1 + r_2' = 0,129 + 0,242 = 0,371 \, \Omega$$

und die Kurzschlußimpedanz

$$z_k = \sqrt{r_k^2 + x_k^2} = 0,915 \, \Omega,$$

also der Kurzschlußstrom

$$J_k = \frac{P_1}{z_k} = \frac{289}{0,915} = 316 \text{ Amp.}$$

und

$$\cos \varphi_k = \frac{r_k}{z_k} = \frac{0,371}{0,915} = 0,405.$$

Die maximale Leistung ist

$$W_{2max} = m_1 P_1 \frac{J_k - J_0}{2(1 + \cos \varphi_k)} = 3 \cdot 289 \frac{316 - 13,7}{2(1 + 0,405)} = 93,3 \text{ KW}$$

oder

$$W_{2max} = 127 \text{ PS.}$$

Die Überlastungsfähigkeit ist also auf das

$$\frac{127}{50} = 2,54\text{fache gestiegen.}$$

Arbeitsdiagramm. Da J_0 und φ_0 dieselben geblieben sind wie früher, können wir das Diagramm aufzeichnen. Der Arbeitskreis wird entsprechend dem größeren Kurzschlußstrom größer als der vorige. Er ist hier nicht gezeichnet.

Wir finden

$$\eta = 90,5\%,$$

$$\cos \varphi = 0,92,$$

$$J_1 = 51 \text{ Amp.}$$

und eine Überlastungsfähigkeit von 2,60.

Der Motor mit Kurzschlußanker arbeitet also etwas günstiger als der mit Schleifringanker.

Anlauf. Wir bestimmen schließlich noch das Anlaufmoment des Motors, unter der Annahme, daß ein Anlaßtransformator verwendet wird und der normale Strom beim Anlassen nicht überschritten werden darf. Nach S. 246 ist

$$\frac{\vartheta_A}{\vartheta_n} = a \frac{J_k}{J_v} s.$$

a , das Verhältnis des Anlaufstromes zum Vollaststrom soll $=1$ sein, und s ergibt sich aus dem Arbeitsdiagramm für den Vollaststrom J_v zu 0,042. Also haben wir

$$\frac{\vartheta_A}{\vartheta_n} = 1 \cdot \frac{316}{51} \cdot 0,042 \approx 0,26.$$

Das Anlaufmoment beträgt also 26% des normalen Drehmomentes.

Hierzu muß das Übersetzungsverhältnis des Anlaßtransformators

$$u = \sqrt{\frac{J_k}{aJ_v}} = \sqrt{\frac{316}{1 \cdot 51}} = 2,5 \text{ sein.}$$

89. Berechnung eines einphasigen Induktionsmotors von 12 PS mit Anlaßvorrichtung.

Gegeben: Klemmenspannung 120 Volt
 Nutzleistung 12 PS
 Periodenzahl 50
 Tourenzahl (synchron) . . . 1000.

Die Polpaarzahl ist $p = \frac{50 \cdot 60}{1000} = 3$.

Schätzen wir zunächst $\eta = 0,85$ und $\cos \varphi = 0,85$, so erhalten wir den Strom

$$J_v = \frac{0,736 \cdot 12}{120 \cdot 0,85 \cdot 0,85} = 102 \text{ Amp.}$$

Berechnung der Hauptabmessungen. Die Hauptabmessungen eines einphasigen Induktionsmotors sind größer als die eines mehrphasigen Motors gleicher Leistung, und zwar ungefähr $1\frac{1}{2}$ mal so groß, weil man beim einphasigen Motor nur $\frac{2}{3}$ der Polteilung für die Hauptphase bewickelt, d. h. nur $\frac{2}{3}$ des Statorumfangs ausnutzt. Schaltet man aber nach Fig. 167 die Hilfsphase zur Hauptphase parallel, so wird zwar vom ganzen Statorumfang Leistung auf den Rotor übertragen, aber der jetzt vorhandene schlechtere Wicklungsfaktor hebt diesen Vorteil wieder auf.

Die Grundgleichung heißt also jetzt

$$\frac{D^2 l_i n_1}{KVA} = \frac{12,9 \cdot 10^{11}}{f_1 B_i AS}.$$

Wenn die Statorhauptwicklung $\frac{2}{3}$ und die Hilfswicklung $\frac{1}{3}$ des Umfangs bedeckt, ist der Wicklungsfaktor der Hauptwicklung

$$f_1 = 0,83.$$

Wir wählen

$$B_i = 5000,$$

$$AS = 210$$

und erhalten

$$\frac{D^2 l_i n_1}{KVA} = \frac{12,9 \cdot 10^{11}}{0,83 \cdot 5000 \cdot 210} = 148 \cdot 10^4.$$

Die scheinbare Leistung ist

$$KVA = \frac{102 \cdot 120}{1000} = 12,25 \text{ KVA.}$$

Wir haben also

$$\frac{D^2 l_i n_1}{PS} = 151 \cdot 10^4.$$

In der Kurve Fig. 201, S. 352, finden wir für einen dreiphasigen Motor von 12 PS, die Maschinenkonstante zu $95 \cdot 10^4$. Unser Wert ist also ungefähr $1\frac{1}{2}$ mal so groß.

Wir zerlegen nun das Produkt $D^2 l_i$ nach einigem Probieren in

$$D = 32 \text{ cm,}$$

$$l_i = 17,5 \text{ cm,}$$

setzen $l = 17 \text{ cm}$ und ordnen einen Luftschlitz von 1 cm an. Es wird also

$$l_1 = 18 \text{ cm.}$$

Es ist

$$\tau = 16,7 \text{ cm}$$

$$\frac{l_i}{\tau} = 1,05.$$

Der Luftspalt berechnet sich nach Gl. 224, S. 341, zu $0,61$ bis $0,67 \text{ mm}$.

Wir wählen $\sigma = 0,7 \text{ mm}$.

Nach Gl. 49, S. 41, berechnet sich nun genauer

$$l_i = l + 1,46 [n_s + 1] \delta \log \left[1 + \frac{\pi(l_1 - l)}{2n_s \delta} \right]$$

$$l_i = 17,3 \text{ cm.}$$

Statorwicklung. Wir nehmen 12 Nuten für eine Polteilung, 8 für die Hauptwicklung und 4 für die Hilfswicklung, haben also

$$q_1 = 8$$

$$\text{Nutenzahl } Z_1 = 12 \cdot 6 = 72$$

$$\text{Nutenteilung } t_1 = \frac{\pi \cdot 320}{72} = 14 \text{ mm.}$$

Die Drahtzahl einer Nut wird

$$s_n = \frac{t_1 A S}{J_1} = 1,4 \cdot \frac{210}{103} \cong 3$$

und die Windungszahl $w_1 = \frac{3 \cdot 8 \cdot 6}{2} = 72$.

Das Stromvolumen einer Nut ist

$$J_n = J_v s_n = 102 \cdot 3 = 306 \text{ Amp.},$$

somit $AS = \frac{J_n}{t_1} = 219.$

Um nicht zu großen Drahtdurchmesser zu erhalten, schalten wir 4 Drähte von 3,1/3,5 mm Durchmesser parallel. Es wird der Kupferquerschnitt

$$q_{a1} = 4 \cdot 7,55 = 30,2 \text{ mm}^2$$

und die Stromdichte

$$s_{a1} = 3,38 \text{ Amp./mm}^2.$$

Im ganzen sind $3 \times 4 = 12$ Drähte in einer Nut unterzubringen.

Zur Bestimmung der kleinsten Zahnstärke gehen wir von der Bedingung aus, daß

$$B_{zmax} = \frac{t_1 l_i B_l}{l z_{min} k_2} < 18000$$

sein soll.

Es war $B_l = 5000$ angenommen, und wir erhalten

$$z_{min} \geq \frac{14 \cdot 17,3 \cdot 5000}{0,9 \cdot 17 \cdot 18000} \geq 4,3 \text{ mm}$$

und die Nutenweite $\leq 14 - 4,3 = 9,7 \text{ mm.}$

Wir zeichnen nun die Nut auf (s. Fig. 215) und ordnen 2 Drähte nebeneinander an. Es wird

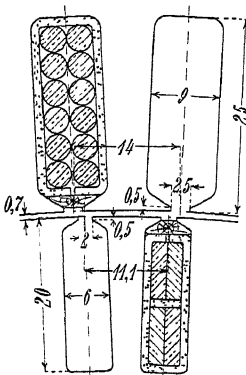


Fig. 215.

Nutenweite: 2 Drähte zu 3,5 mm = 7,0 mm

$$\text{Isolation u. Spielraum} = \frac{2}{9} \text{ mm}$$

Nutenhöhe: 6 Drähte zu 3,5 mm = 21 mm

Isolation, Keil, Spiel = 3,5 „

$$\text{Steg} \dots \dots \dots = \frac{0,5}{25} \text{ mm}$$

Der Nutenfüllfaktor ist: $f_n = \frac{12 \cdot 7,55}{9 \cdot 25} = 0,4.$

Rotorwicklung. Die Rotorwicklung soll dreiphasig und in Stern geschaltet sein.

Wir wählen die Nutenzahl pro Pol und Phase

$$q_2 = 5.$$

Die gesamte Nutenzahl ist

$$Z_2 = 90$$

und die Teilung

$$t_{1r} = 11,1 \text{ mm.}$$

Wir wählen $s_n = 2$ Stäbe für eine Nut, also $w_2 = 2 \cdot 5 \cdot 3 = 30$ Windungen für eine Phase.

Der Rotorstrom ist

$$J_2 \cong 0,9 \frac{f_1 w_1}{2 f_2 w_2} J_1 = 0,9 \cdot \frac{0,83 \cdot 72}{2 \cdot 0,83 \cdot 30} 102$$

$$J_2 \cong 110 \text{ Amp.}$$

Wir lassen eine Stromdichte von ca. 3,5 Amp. zu und verteilen den Querschnitt auf 2 parallel geschaltete Stäbe von $2 \times 7,5$ mm, haben also den Stabquerschnitt

$$q_{a2} = 2 \cdot 2 \cdot 7,5 = 30 \text{ mm}^2$$

und die Stromdichte

$$s_{a2} = \frac{110}{30} = 3,66 \text{ Amp./mm}^2.$$

Die kleinste Zahnstärke soll sein

$$z_{min} \geq \frac{11,1}{0,9} \cdot \frac{17,3}{17} \cdot \frac{5000}{20000} \geq 3,1 \text{ mm.}$$

Schätzen wir die Nutenhöhe zu 20 mm, so ist die kleinste Teilung

$$t_{min} = \frac{\pi \cdot 278,6}{90} = 9,7 \text{ mm}$$

und die Nutenweite

$$\leq 9,7 - 3,1 = 6,6 \text{ mm.}$$

Wir zeichnen die Nut auf (s. Fig. 215) und finden

$$\text{Nutenweite} = 6 \text{ mm,}$$

$$\text{Nutenhöhe} = 20 \text{ mm.}$$

Kernhöhe von Stator und Rotor. Wir wählen

$$\text{im Stator } B_{as} = 7500,$$

$$\text{im Rotor } B_{ar} = 9000.$$

$$\text{Dann ist } h_s = \frac{\Phi}{2 l k_2 B_{as}} = \frac{0,87 \cdot 10^6}{2 \cdot 17 \cdot 0,9 \cdot 7500} = 3,8 \text{ cm}$$

und

$$h_r = \frac{0,87 \cdot 10^6}{2 \cdot 17 \cdot 0,9 \cdot 9000} = 3,2 \text{ cm.}$$

Der äußere Durchmesser des Statoreisens ist

$$D_1 = 320 + 2 \cdot 2,6 + 2 \cdot 3,8 \cong 450 \text{ mm}$$

und der innere Rotordurchmesser

$$D_2 = 320 - 2 \cdot 19 - 2 \cdot 32 \cong 220 \text{ mm.}$$

Widerstand von Stator- und Rotorwicklung. Die Länge der Stirnverbindungen ist

$$l_s \cong 1,4\tau + 5 \text{ bis } 10 \text{ cm} \cong 30 \text{ cm}$$

und die halbe Länge einer Windung

$$l_a = l_1 + l_s = 48 \text{ cm.}$$

Der effektive Widerstand der warmen Statorwicklung ist

$$r_1 = \frac{k_r (1 + 0,004T) l_1 2w_1}{5700 g_{a1}} = \frac{1,15 \cdot 1,16 \cdot 48 \cdot 2 \cdot 72}{5700 \cdot 30,2} = 0,0535 \Omega,$$

der effektive Widerstand der Rotorwicklung

$$r_2 = \frac{1,15 \cdot 1,16 \cdot 48 \cdot 2 \cdot 60}{5700 \cdot 30} = 0,0450 \Omega$$

und auf primär reduziert

$$r_2' = 0,045 \cdot \left(\frac{72}{60}\right)^2 = 0,0648 \Omega.$$

Der Kurzschlußwiderstand ist

$$r_k = r_1 + r_2' = 0,1183 \Omega.$$

Reaktanz der Stator- und Rotorwicklung. Der Zeichnung der Statornut Fig. 215 entnehmen wir (vergl. Fig. 39 S. 51)

$$r = 21 \text{ mm} \quad r_3 = 9 \text{ mm} \quad r_5 = 1 \text{ mm}$$

$$r_1 = 2,5 \text{ „} \quad r_4 = 0,5 \text{ „} \quad r_6 = 1,5 \text{ „}$$

Die Leitfähigkeit des Nutenraumes ist

$$\lambda_n = 1,25 \left(\frac{21}{3 \cdot 9} + \frac{1}{9} + \frac{2 \cdot 1,5}{2,5 + 9} + \frac{0,5}{2,5} \right) = 1,7.$$

Die Leitfähigkeit für den Streufluß über die Zahnköpfe hin ist

$$\lambda_k = 1,25 \cdot \frac{9,1 - 2,5}{6 \cdot 0,7} = 1,97$$

und die Leitfähigkeit für den Streufluß eines Spulenkopfes

$$\lambda_s = 0,46 \cdot \frac{8}{2} \log \frac{1,5 \cdot 30}{12,8} = 1,0.$$

Es wird also

$$\Sigma(l_x \lambda_x) = 1,7 + 1,97 + \frac{30}{17,3} 1,0 = 5,4$$

und

$$x_1 = \frac{4\pi 50 \cdot 72^2 \cdot 17,3 \cdot 5,4}{3 \cdot 8 \cdot 10^8} = 0,126 \, \Omega.$$

Für die Rotornut ist nach Fig. 215

$$\begin{array}{lll} r = 16 & r_3 = 6 & r_5 = 1 \\ r_1 = 2 & r_4 = 0,5 & r_6 = 1,5 \end{array}$$

$$\lambda_n = 2,1$$

$$\lambda_k = 2,83$$

$$\frac{l_s}{l_i} \lambda_s = 1,55$$

$$\Sigma(l_x \lambda_x) = 6,48$$

und die auf primär reduzierte Reaktanz

$$x_2' = \frac{4\pi 50 \cdot 72^2 \cdot 17,3 \cdot 6,48}{3 \cdot 10 \cdot 10^8} = 0,121 \, \Omega.$$

Die Kurzschlußreaktanz wird

$$x_k \cong x_1 + x_2' = 0,247 \, \Omega.$$

Die Kurzschlußimpedanz ist

$$z_k = \sqrt{r_k^2 + x_k^2} = 0,274 \, \Omega,$$

der Kurzschlußstrom $J_k = \frac{P}{z_k} = 438 \text{ Amp.}$

und $\cos p_k = \frac{r_k}{z_k} = 0,432.$

Die wattlose Komponente des Leerlaufstromes. Es ist die Stator EMK

$$E_1 \cong 0,96 P = 115 \text{ Volt}$$

und der Kraftfluß

$$\Phi = \frac{115 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 50 \cdot 72 \cdot 0,83} = 0,87 \cdot 10^6.$$

Die maximale Luftinduktion für sinusförmige Verteilung ist

$$B_l = \frac{0,87 \cdot 10^8}{\frac{2}{\pi} 16,7 \cdot 17,3} = 4700.$$

Wir berechnen nun den Faktor k_1 (s. S. 43).

Es ist

$$\nu = \frac{4,5}{0,7} = 6,43,$$

wozu wir aus Fig. 31, S. 42, finden

$$X = 2,55.$$

Ferner ist

$$\delta_s = \frac{2,5}{4,5} \cdot 0,7 = 0,39, \quad \delta_r = 0,31.$$

$$k_{1s} = \frac{14}{11,5 + 2,55 \cdot 0,39} = 1,12$$

$$k_{1r} = \frac{11,1}{9,1 + 2,55 \cdot 0,31} = 1,12$$

$$k_1 = 1,12,$$

also $AW_l = 1,6 \cdot 0,07 \cdot 1,12 \cdot 4700 = 590.$

Für die Statorzähne ist

$t_1 = 14,0$	$z_1 = 5,0$	$B_{z1} = 14800$	$aw = 24$
$t_2 = 15,05$	$z_2 = 6,05$	$B_{z2} = 12200$	$aw = 9$
$t_3 = 16,1$	$z_3 = 7,1$	$B_{z3} = 10400$	$aw = 5.$

Da $L_z = 2 \cdot 2,5 = 5,0$ cm ist, wird

$$AW_{zs} = 5 \cdot \frac{24 + 4 \cdot 9 + 5}{6} = 54.$$

Für die Rotorzähne ist

$t_1 = 11,1$	$z_1 = 5,1$	$B_{z1} = 11600$	$aw = 7$
$t_2 = 10,4$	$z_2 = 4,4$	$B_{z2} = 13400$	$aw = 14$
$t_3 = 9,7$	$z_3 = 3,7$	$B_{z3} = 15900$	$aw = 38$

$$AW_{zr} = 4 \cdot \frac{38 + 4 \cdot 14 + 7}{6} = 68.$$

Wir haben also $AW_z = 54 + 68 = 122$

und $k_z = 1 + \frac{AW_z}{AW_l} = 1,21.$

Für diesen Wert finden wir in Kurve I der Fig. 28, S. 40

$$\alpha'_i = 0,662.$$

Es wird daher jetzt $B_l = \frac{4700 \cdot 2}{0,662 \pi} = 4520,$

$$AW_l = 570.$$

Für die Statorzähne finden wir mit $B_i = 4520$

$$\begin{array}{lll} B_{z1} = 14200 & aw = 20 & \\ B_{z2} = 11800 & aw = 7 & AW_{zs} = 43 \\ B_{z3} = 10000 & aw = 4 & \end{array}$$

und für die Rotorzähne:

$$\begin{array}{lll} B_{z1} = 11200 & aw = 6 & \\ B_{z2} = 12900 & aw = 11,5 & AW_{zr} = 55 \\ B_{z3} = 15300 & aw = 30. & \end{array}$$

Es ist somit $AW_z = 98$

$$k_s = 1 + \frac{98}{570} = 1,17,$$

zu welchem Wert wir in Kurve II der Fig. 28, S. 40

$$\alpha'_i = 0,665$$

finden, also nahezu wieder den früheren Wert.

Wir berechnen nun die Amperewindungen für den Stator- und Rotorkern. Es ist:

$$h_s = \frac{450 - 320 - 2 \cdot 25}{2} = 40 \text{ mm}$$

$$h_r = \frac{320 - 1,4 - 2 \cdot 20 - 220}{2} = 29,3 \text{ mm}$$

$$B_{as} = \frac{0,87 \cdot 10^6}{2 \cdot 17 \cdot 4 \cdot 0,9} = 7100, \quad L_{as} = \frac{\pi 41}{6} \cong 22 \text{ cm}$$

$$AW_{as} = 22 \cdot 0,7 = 16$$

$$B_{ar} = 9700, \quad L_{ar} \cong 13$$

$$AW_{ar} = 17.$$

Hiermit wird $AW_k = 570 + 98 + 16 + 17 \cong 700$.

Die Amplitude der Grundwelle der MMK-Kurve ist

$$\frac{4}{\pi} \sqrt{2} J_{awl} f_1 \frac{w_1}{p} = AW_k \text{ und daher}$$

$$J_{awl} = \frac{p \cdot AW_k}{1,8 \cdot f_1 w_1} = \frac{3 \cdot 700}{1,8 \cdot 0,83 \cdot 72} = 19,5 \text{ Amp.}$$

Die wattlose Komponente des Leerlaufstromes ist nach Gl. 139, S. 161, da $C_2 \cong 1,025$ ist,

$$J_{0wl} = 1,95 J_{awl} = 38 \text{ Amp.}$$

Das Verhältnis $\frac{J_{0wl}}{J_1}$ wird also hier $\frac{38}{102} = 0,373$.

Die Leerlaufverluste und die Wattkomponente des Magnetisierungsstromes. Es ist das Kernvolumen des Stators

$$V_{as} = \frac{\pi}{4} (4,5^2 - 3,7^2) 1,7 \cdot 0,9 = 7,9 \text{ dm}^3,$$

das Volumen der Statorzähne

$$V_{zs} = 72 \cdot 0,25 \cdot 0,0605 \cdot 1,7 \cdot 0,9 = 1,67 \text{ dm}^3$$

und das Volumen der Rotorzähne

$$V_{zr} = 90 \cdot 0,20 \cdot 0,044 \cdot 1,7 \cdot 0,9 = 1,2 \text{ dm}^3.$$

Mit $\sigma_h = 1$ und $\sigma_w = 6$ ergeben sich die Hysteresisverluste nach Gl. 147a und 148a S. 203

$$W_h = 1 \cdot 0,5 [7,1^{1,6} 7,9 + 1,3 \cdot 10^{1,6} 1,67] = \mathbf{135 \text{ Watt}}$$

und die Wirbelstromverluste nach Gl. 151a und 152a S. 207

$$W_w = 6 \cdot (0,5 \cdot 0,5)^2 [7,1^2 \cdot 7,9 + 1,4 \cdot 10^2 \cdot 1,67] = \mathbf{240 \text{ Watt.}}$$

Zur Berechnung der zusätzlichen Verluste haben wir

$$\begin{array}{llllll} t_{1s} = 1,40 \text{ cm} & r_{1s} = 0,25 \text{ cm} & r_1 = 3,57 & X_1 = 1,95 & k_{1s} = 1,09 \\ t_{1r} = 1,11 & r_{1r} = 0,20 & r_2 = 2,85 & X_2 = 1,7 & k_{1r} = 1,078. \end{array}$$

Die Oberflächen der Zahnköpfe sind

$$O_s = 14 \text{ dm}^2, \quad O_r = 14 \text{ dm}^2.$$

Hiermit wird der Oberflächenverlust nach Gl. 155 S. 211

$$W_{ob} = 0,08 (4,52)^2 16,7^{1,5} \left[(1,09 - 1)^2 14 \frac{1,4}{\sqrt{0,25}} + (1,078 - 1)^2 14 \frac{1,11}{\sqrt{0,2}} \right]$$

$$W_{ob} = \mathbf{60 \text{ Watt.}}$$

Ferner erhalten wir für den Stator $k_{ps} = 0,039$

und für den Rotor $k_{pr} = 0,05$,

$$c_{p1} = 1500, \quad c_{p2} = 1200$$

und die Pulsationsverluste in den Zähnen nach Gl. 158a und 158b S. 213

$$W_p = 4,5 \cdot 0,5 [1,4 (0,039 \cdot 10)^2 1,67 \cdot 15^{1,5} + 1,4 (0,05 \cdot 11,2)^2 1,2 \cdot 12^{1,5}]$$

$$W_p = \mathbf{95 \text{ Watt.}}$$

Es sind also die zusätzlichen Verluste

$$W_{zus} = W_{ob} + W_p = 155 \text{ Watt},$$

die Eisenverluste $W_{ei} = W_h + W_w + W_{zus} = \mathbf{530 \text{ Watt.}}$

Die Stromwärmeverluste bei Leerlauf sind

$$\text{im Stator } J_{0wl}^2 r_1 = 38^2 \cdot 0,0535 = 77 \text{ Watt}$$

$$\text{im Rotor } 2 \left(\frac{J_{0wl}}{2} \right)^2 r_2' = 2 \cdot 19^2 \cdot 0,0648 = 47 \text{ „}$$

$$\text{zusammen } \underline{W_{ko} = 124 \text{ Watt.}}$$

Die Lager- und Luftreibung nehmen wir zu 2% der Motorleistung an

$$W_e \cong 185 \text{ Watt}$$

und erhalten als Summe der Leerlaufverluste

$$W_0 = W_{ko} + W_e + W_{ei} = 840 \text{ Watt.}$$

Der Wattstrom bei Leerlauf ist daher

$$J_{0w} = \frac{840}{120} = 7,0 \text{ Amp.}$$

und der Leerlaufstrom

$$J_0 = \sqrt{J_{0wl}^2 + J_{0w}^2} = 38,6 \text{ Amp.}$$

und

$$\cos \varphi_0 = \frac{J_{0w}}{J_0} = 0,181.$$

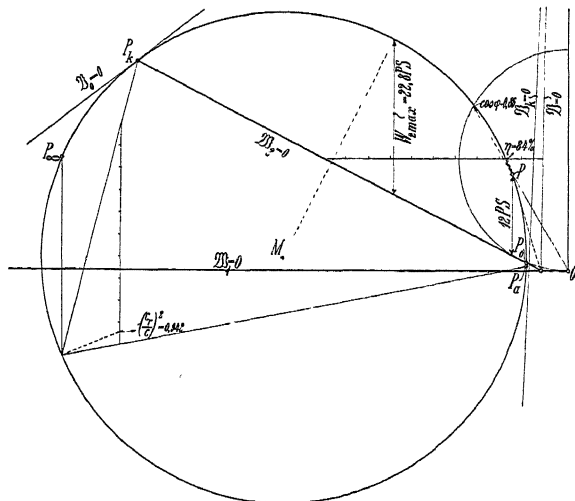


Fig. 216.

Das Arbeitsdiagramm. Wir zeichnen nun das Arbeitsdiagramm Fig. 216 auf und entnehmen ihm für 12 PS

$$J = 102 \text{ Amp. } \eta = 0,84 \quad \cos \varphi = 0,86 \quad s = 2,9 \% \quad W_{2max} = 22,8 \text{ PS,}$$

somit eine 1,9 fache Überlastungsfähigkeit.

Nach der angenäherten Formel 141a S. 164 wird

$$W_{2max} = \frac{P(J_k - J_0)}{2(1 + \cos \varphi_k)} = \frac{120[438 - 38,6]}{2(1 + 0,432)} = 16750 \text{ Watt} = \mathbf{22,8 \text{ PS.}}$$

Erwärmung des Motors. Die Abkühlungsfläche des Stators ist

$$A_s = \pi 45 \cdot 18 + \frac{\pi}{4} (45^2 - 32^2) (2 + 1) = 4900 \text{ cm}^2,$$

die Verluste sind $W_{ei} = 530 \text{ Watt}$

$$\frac{l_1}{l_a} J_1^2 r_1 = 210 \quad ,$$

$$740 \text{ Watt.}$$

Die spezifische Abkühlungsfläche ist

$$a_s = \frac{4900}{740} = 6,65 \text{ cm}^2/\text{Watt}$$

und die Temperaturerhöhung

$$T_s \cong \frac{270}{6,65} \cong 40^\circ \text{ C.}$$

Die Berechnung der Temperaturerhöhung des Kupfers ergibt, daß die maximale Temperatur in der Maschinenmitte auftritt und 1° C über Eisentemperatur ist.

Die mittlere Temperaturerhöhung des Kupfers beträgt

$$T_k = 36^\circ \text{ C}$$

über 20° Lufttemperatur. Für den Rotor ist

$$A_r = \pi D l_1 (1 + 0,1 v) = 4800 \text{ cm}^2,$$

$$W_r = \frac{l_1}{l_a} J_2'^2 r_2' = 220 \text{ Watt},$$

$$a_r = \frac{4800}{220} = 21,8 \text{ cm}^2/\text{Watt},$$

$$T_r = \frac{400}{21,8} = 18,5^\circ \text{ C.}$$

Berechnung der Gewichte. Das Eisengewicht ist

$$G_{ei} = \frac{\pi}{4} [4,5^2 - 2,2^2] 1,7 \cdot 0,9 \cdot 7,8 = 145 \text{ kg},$$

d. h. 12 kg pro PS.

Das Kupfergewicht des Stators ist, wenn die Hilfswicklung denselben Querschnitt wie die Hauptwicklung und die halbe Windungszahl erhält, so daß man einen dreiphasigen Stator hat,

$$G_{k1} = 3 \cdot 72 \cdot 48 \cdot 30,2 \cdot 8,9 \cdot 10^{-5} = 28 \text{ kg},$$

für den Rotor ist

$$G_{k2} = 3 \cdot 60 \cdot 48 \cdot 30 \cdot 8,9 \cdot 10^{-5} = 23 \text{ kg}$$

$$G_k = G_{k1} + G_{k2} = 51 \text{ kg},$$

d. h. 4,25 kg pro PS.

Es verhält sich also

$$\frac{G_{ei}}{G_k} = 2,82.$$

Anlaßvorrichtung. Der Motor soll mit Rotorwiderstand angelassen werden, und zwar soll die Anlaßvorrichtung so eingerichtet werden, daß mit dem normalen Strom ein möglichst hohes Anzugsmoment erzielt wird.

Da der Stator wie der eines Dreiphasenmotors gewickelt ist, verwenden wir eine Schaltung mit Verkettung der Statorphasen und wählen die von Hansen¹⁾ angegebene Schaltung, die in Fig. 217 dargestellt ist.

Die drei Statorphasen mögen in Stern geschaltet sein, und es wird vor die eine Phase (II) eine Drosselspule X vor die andere (III) ein induktionsfreier Widerstand R geschaltet. Zur Umschaltung dient ein doppelpoliger Umschalter. A ist die Anlaufstellung, B die Betriebsstellung, bei der wir die Phasen I—II in Serie als Einphasenwicklung haben, während III und R und X abgeschaltet sind.

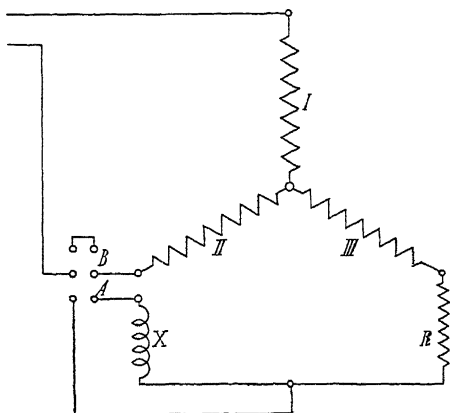


Fig. 217. Anlaßschaltung.

Die Berechnung ist ganz entsprechend wie bei den Schaltungen von Steinmetz (Kap. XIII, S. 301).

Hier durchfließt der gesamte Strom die Phase I, er sei J_I , während der Strom J_{II} in Phase II gegen J_I verzögert ist und J_{III} in Phase III gegen J_I voreilt.

Wir werden auch hier die günstigste Wirkung erzielen, wenn wir die Verzögerung in der einen Phase ebenso groß machen wie die Voreilung in der anderen Phase, so daß wir das Stromdreieck OAB in Fig. 218 erhalten, worin $\overline{OA} = J_I$,

¹⁾ Proceedings of the American Institute of El. Engineers. 1908.

$$\overline{OB} = J_{II}$$

und $\overline{BA} = J_{III}$ ist, und es soll

$$J_{II} = J_{III} = \frac{J_I}{2 \cos \beta} \text{ werden.}$$

Bezeichnet nun wieder Z_k die Kurzschlußimpedanz einer Phase der dreiphasigen Statorwicklung und φ_k den Phasenverschiebungswinkel, so eilt in Fig. 218 $\overline{OC} = J_I Z_k$ um φ_k gegen J_I voraus.

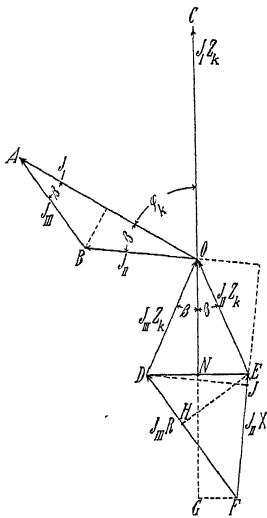


Fig. 218.

Wir tragen

$$\overline{DO} = J_{III} Z_k \text{ um } \beta \text{ gegen } \overline{OC} \text{ voreilend}$$

und

$$\overline{EO} = J_{II} Z_k \text{ um } \beta \text{ gegen } \overline{OC} \text{ verzögert}$$

an, und es ist auch

$$\overline{DO} = \overline{EO} = \frac{\overline{OC}}{2 \cos \beta}.$$

Ziehen wir nun eine Parallele \overline{DF} zu J_{III} und eine Senkrechte \overline{EF} auf J_{II} , die sich in F schneiden, so ist

$$\overline{DF} = J_{III} R \text{ die Spannung am vorge-}$$

schalteten Widerstand R ,

$$\overline{EF} = J_{II} X \text{ die Spannung an der Reak-}$$

tanz X .

Dieses Spannungsdiagramm ist ganz analog dem Stromdiagramm Fig. 183 S. 303 für die Steinmetzsche Schaltung.

Setzen wir in die Formel 193 für das Drehmoment

$$u J_4 \sin \alpha = (J_{II} + J_{III}) \sin \beta \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} J_I \operatorname{tg} \beta,$$

so erhalten wir

$$W_A = \sqrt{3} \frac{J_I^2}{C_2^2} r_2' \operatorname{tg} \beta,$$

oder da $\frac{J_I}{C_2} = J_2'$ der dem Strom J_I entsprechende Rotorstrom J_2' ist,

$$W_A = \sqrt{3} J_2'^2 r_2' \operatorname{tg} \beta \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (259)$$

für den Dreiphasenmotor ist $\beta = 60^\circ$

$$J_{II} = J_{III} = J_I$$

und

$$W_A = 3 J_2'^2 r_2'.$$

Hier können wir jedoch nur β kleiner als 45° machen, denn ebenso wie in Fig. 183 $\sphericalangle PRQ$ wird in Fig. 218 $\sphericalangle DFE = \frac{\pi}{2} - 2\beta$, d. h. für $\beta = 45^\circ$ würden $J_{III}R$ und $J_{II}X$ parallel verlaufen, also R und X unendlich groß werden. Je größer wir β machen, um so größer wird auch die im Widerstand und in der Drosselspule verzehrte Spannung, um so kleiner die auf den Motor entfallende Spannung. Der günstigste Wert liegt wieder etwa bei $\beta = 30^\circ$.

Die gesamte Netzspannung verhält sich zur Spannung an der Statorphase I wie $\overline{FC}:\overline{OC}$ in Fig. 218.

Ist der zulässige Anlaufstrom gegeben, der auch zugleich der Strom J_I ist, so gehen wir so vor, daß wir die Klemmenspannung P durch J_I und Z_k , d. h. die gesamte Impedanz der Fig. 217 durch Z_k und β ausdrücken.

Zunächst berechnen wir R und X für einen gegebenen Winkel β , und fällen $DJ \perp EF$.

Dann ist:

$$\overline{DJ} = \overline{DF} \sin (DFE) = \overline{DE} \sin (DEF)$$

oder

$$J_{III} R \sin \left(\frac{\pi}{2} - 2\beta \right) = J_I Z_k \operatorname{tg} \beta \sin (\varphi_k + \beta)$$

oder da

$$J_{III} = \frac{J_I}{2 \cos \beta}$$

war, wird

$$R = 2 Z_k \frac{\sin (\varphi_k + \beta)}{\cos 2\beta} \sin \beta.$$

Fällen wir ebenso

$$\overline{EH} \perp \overline{DF},$$

so wird

$$\overline{EH} = \overline{EF} \sin (DFE) = \overline{DE} \sin (FDE)$$

oder

$$J_{II} X \sin \left(\frac{\pi}{2} - 2\beta \right) = J_I Z_k \operatorname{tg} \beta \sin \left[\frac{\pi}{2} - (\varphi_k - \beta) \right],$$

$$X = 2 Z_k \frac{\cos (\varphi_k - \beta)}{\cos 2\beta} \sin \beta.$$

Nun haben wir

$$P = \overline{CF} = \sqrt{(\overline{CG})^2 + (\overline{GF})^2}.$$

Hierin ist

$$\begin{aligned}\overline{CG} &= \overline{CN} + \overline{NG} = \frac{3}{2} J_I Z_k + J_{II} X \sin(DEF) \\ &= J_I \frac{Z_k}{2} \left[3 + \frac{2 \cos(\varphi_k - \beta) \operatorname{tg} \beta \sin(\varphi_k + \beta)}{\cos 2\beta} \right] \\ &= J_I \frac{Z_k}{2} \left[3 + \frac{\operatorname{tg} \beta}{\cos 2\beta} (\sin 2\beta + \sin 2\varphi_k) \right]\end{aligned}$$

und

$$\begin{aligned}\overline{GF} &= \overline{NE} - \overline{EF} \cos(DEF) = \frac{1}{2} J_I Z_k \operatorname{tg} \beta - J_{II} X \cos(\varphi_k + \beta) \\ &= \frac{1}{2} J_I Z_k \left[\operatorname{tg} \beta - \frac{2 \operatorname{tg} \beta \cos(\varphi_k - \beta) \cos(\varphi_k + \beta)}{\cos 2\beta} \right] \\ &= \frac{1}{2} J_I Z_k \operatorname{tg} \beta \frac{\cos 2\varphi_k}{\cos 2\beta}.\end{aligned}$$

Es wird also

$$\begin{aligned}P &= J_I \frac{Z_k}{2} \sqrt{\left[3 + \frac{\operatorname{tg} \beta}{\cos 2\beta} (\sin 2\beta + \sin 2\varphi_k) \right]^2 + \left[\frac{\operatorname{tg} \beta \cos 2\varphi_k}{\cos 2\beta} \right]^2} \quad (260) \\ &= J_I Z,\end{aligned}$$

worin Z die totale Impedanz der Fig. 217 darstellt.

In unserem Beispiel haben wir den Anlaufstrom gleich dem normalen Strom $J = 102$ Amp. angenommen, es wird also

$$Z = \frac{120}{102} \cong 1,18 \, \Omega.$$

Wir nehmen nun $\beta = 30^\circ$ an und haben hierfür nach Gl. 260 Z_k zu berechnen.

Da wir φ_k noch nicht kennen, haben wir zunächst einen Wert zu schätzen, φ_k hat aber in Gl. 260 keinen großen Einfluß. Da wir für den kleinen Anlaufstrom einen großen Widerstand für den Rotor brauchen, wird φ_k klein. Wir schätzen $\varphi_k \sim 20^\circ$, also $2\varphi_k = 40^\circ$.

Dann wird

$$\begin{aligned}Z_k &= \frac{2Z}{\sqrt{\left[3 + \frac{\operatorname{tg} 30^\circ}{\cos 60^\circ} (\sin 60^\circ + \sin 40^\circ) \right]^2 + \left[\frac{\operatorname{tg} 30^\circ \cos 40^\circ}{\cos 60^\circ} \right]^2}} \\ &= \frac{2 \cdot 1,18}{4,82} = 0,49 \, \Omega.\end{aligned}$$

Um nun den Rotorwiderstand hierfür zu bestimmen und den angenommenen Wert von φ_k zu kontrollieren, verwenden wir wieder

(s. S. 293) das Transformatoridiagramm Fig. 219, das ein Kreis durch die Punkte P_k , P_∞ und P_s ist.

$\overline{OP_s}$ ist der Strom bei offenem Rotor ($r_2' = \infty$).

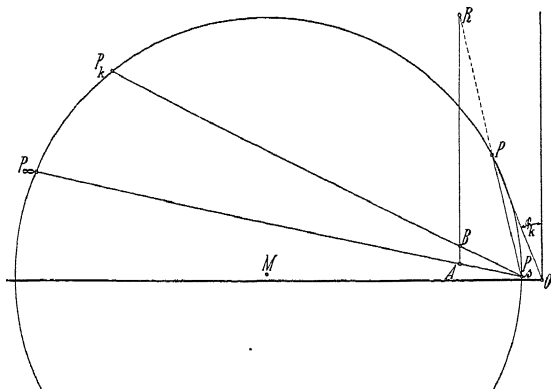


Fig. 219.

Haben wir dieses Diagramm für die Statorhauptwicklung gezeichnet, so haben wir den doppelten Wert des berechneten Z_k einzusetzen, weil ja Z_k sich hier auf eine Phase der dreiphasigen Statorwicklung bezieht. Wir haben also in dieses Diagramm einen Strom

$$\overline{OP} = \frac{P}{2Z_k} = \frac{120}{2 \cdot 0,49} = 122,5 \text{ Amp.}$$

einzutragen.

Für diesen Strom finden wir den gesamten Rotorwiderstand in bekannter Weise

$$\frac{\overline{RA}}{\overline{AB}} = \frac{R_v' + r_2'}{r_2'} = 14,$$

worin sich nun r_2' auf eine Phase bezieht. Es wird also der gesamte Rotorwiderstand für den Anlauf, da $2r_2 = 0,045$ war,

$$R_v + r_2 = 14 \cdot \frac{0,045}{2} = 0,315 \Omega \text{ pro Phase}$$

und auf primär reduziert.

$$(R_v' + r_2') = 0,315 \left(\frac{72}{60} \right)^2 = 0,455 \Omega.$$

Für Punkt P ergibt sich $\sin \varphi_k = 0,368$, $\varphi_k = 21,5^\circ$.

Hiermit würde

$$Z_k = \frac{2Z}{4,86},$$

also nur ca. 1% von dem früheren Wert abweichen.

Das Verhältnis des Rotorstromes zum Statorstrom finden wir für den verwendeten Rotorwiderstand aus dem Diagramm

$$\frac{J_2'}{C_1} = J_I \frac{\overline{P_s P}}{\overline{OP}} = 0,93 J_I,$$

worin

$$C_1 \cong 1 + b_a x_1 = 1,02$$

ist. Es ist also

$$J_2' = 0,95 J_I.$$

Aus Gl. 259 finden wir nun das Anlaufdrehmoment in synchronen Watt:

$$W_A = \sqrt{3} J_2'^2 r_2' \operatorname{tg} \beta = \sqrt{3} (0,95 \cdot 102)^2 0,455 \frac{1}{\sqrt{3}} = 4300 \text{ Watt.}$$

Das Drehmoment bei Vollast ist in synchronen Watt

$$12 \cdot 736 \cong 8800 \text{ Watt.}$$

Das Anlaufdrehmoment mit dem normalen Strom beträgt also rund 50% des normalen Drehmomentes.

Widerstand und Drosselspule. Im primären Stromkreis haben wir nun

$$X = 2 Z_k \frac{\cos(\varphi_k - \beta) \sin \beta}{\cos 2\beta} = 2 Z_k \frac{\cos 8,5^\circ \sin 30^\circ}{\cos 60^\circ}$$

$$X = 1,975 Z_k = 0,97 \Omega.$$

$$R = 2 Z_k \frac{\sin(\varphi_k + \beta) \sin \beta}{\cos \beta} = 0,766 \Omega.$$

Sie sind zu dimensionieren für

$$J_{II} = J_{III} = \frac{J_I}{2 \cos \beta} = \frac{J_I}{2 \cos 30^\circ} = \frac{102}{\sqrt{3}} = 59 \text{ Amp.}$$

Der Rotorwiderstand pro Phase ist:

$$R_r = 13 r_2 = 0,2925 \Omega.$$

Der größte Strom, für den er zu bemessen ist, ist

$$J_2 = J_2' \frac{w_1}{w_2} = \frac{72}{60} \cdot 0,95 \cdot 102 = 116 \text{ Amp.}$$

90. Zusammenstellung der Berechnung eines Induktionsmotors.

Nachfolgend sind die zur Berechnung eines Induktionsmotors in Betracht kommenden Größen und Hauptformeln zusammengestellt. Das Formular soll während der Durchrechnung einer Maschine das rasche Auffinden der Formeln und der bereits festgestellten Größen ermöglichen und die Prüfung der berechneten Werte erleichtern. Die Aufeinanderfolge der einzelnen Größen ist nach diesen Gesichtspunkten festgesetzt und entspricht daher nicht ganz dem Gange der Rechnung. Die unter den Formeln stehenden Zahlen bezeichnen die Seiten des Buches, auf denen nähere Erläuterungen zu finden sind.

Das Berechnungsformular ist in der nachstehenden Form für die Studierenden der Elektrotechnik an der Technischen Hochschule Karlsruhe eingeführt.

Induktionsmotor.

Phasenzahl = Leistung in PS =

Synchrone Tourenzahl i. d. M. =

Periodenzahl i. d. Sec. = $\frac{0,736 \cdot PS}{\eta \cos \varphi} =$ KVA,

Polzahl = Type .

$P =$.. Volt verkettet, $P_1 =$ Volt pro Phase,

$J =$ Amp. Linienstrom, $J_1 =$ Amp. Phasenstrom,

Leistungsfaktor $\cos \varphi =$ Wirkungsgrad $\eta =$
(nach vorläufiger Annahme)

Schaltung $\begin{cases} \text{Stator} \\ \text{Rotor} \end{cases}$

$\frac{D^2 l_i n}{PS} = \dots 10^4,$ $D^2 l_i =$
(S. 352)

	Stator	Rotor	
Eisenabmessungen.			
Eisendurchmesser außen	$D_1 =$	$D - 2 \delta =$	cm
„ innen	$D =$	$D_2 =$	cm
Ideelle Eisenlänge (S. 41)	$l_i =$		cm
Eisenlänge ohne Luftschlitze (S. 45)	$l =$		cm
Eisenlänge mit Luftschlitzen (S. 45)	$l_1 =$		cm
Anzahl der Luftschlitze (S. 354) . .	$n_s =$	
Eisenhöhe (ohne Zahnhöhe) (S. 363) .	$h = \dots$		cm
Synchrone Umfangsgeschwindigkeit (S. 351)	$v =$...	m/sec.
Polteilung $\frac{\pi D}{2p} = \tau$	$\tau =$		cm
Verhältnis $\frac{l_i}{\tau}$ (S. 349)			
Luftspalt (S. 341)	$\delta =$		cm

	Stator	Rotor	
Verhältnis $\frac{\tau}{\delta}$ (S. 341)	$\frac{\tau}{\delta} =$..	
Verhältnis $\frac{D}{\delta}$	$\frac{D}{\delta} =$		
Wicklungsfaktor	$f_1 =$	$f_2 =$.. $J_2 \simeq$	
Stromstärke einer Phase	$J_1 =$	$0,9 \frac{m_1 f_1 w_1 J_1}{m_2 f_2 w_2}$ = =	Amp.
Anzahl paralleler Zweige einer Phase	$a =$	$a =$	
Stromstärke eines Zweiges	$\frac{J_1}{a} =$ $\frac{J_1}{a}$	$\frac{J_2}{a} =$ $\frac{J_2}{a}$	Amp.
Lineare Belastung (S. 350)	$AS =$		
Maximale Spannung zwischen den Schleifringen (S. 361)	$E_{2max} =$		Volt
Anzahl Windungen in Serie einer Phase			
$w_1 = \frac{\pi DAS}{2 m_1 J_1}$	$w_1 =$	$w_2 =$	
Stromdichte (S. 355 u. 360)	$s_{a1} =$	$s_{a2} =$	$\frac{\text{Amp.}}{\text{mm}^2}$
Leiterquerschnitt	$q_{a1} =$	$q_{a2} =$	mm^2
Abmessungen eines Leiters nackt, isoliert			mm
Stromvolumen einer Nut (S. 356) . . .	$J_{n1} =$	$J_{n2} =$	Amp.
Bewickelte Nuten pro Pol und Phase			
$q_1 = \frac{\tau AS}{m_1 J_{n1}}$ (S. 356)	$q_1 =$	$q_2 =$	
Nutenzahl pro Pol	$Q_1 =$	$Q_2 =$	
Totale Nutenzahl (S. 357)	$Z_1 =$	$Z_2 =$	
Leiter in einer Nut (S. 356 u. 361) . . .	$s_{n1} =$	$s_{n2} =$	
Nutenfüllfaktor (S. 347)	$f_n =$..	
Nutenform und Anordnung der Leiter (Figur)			

	Stator	Rotor	
Für Käfiganker:			
Querschnitt eines Kurzschlußringes . (S. 363)			mm ²
Abmessungen eines Kurzschlußringes			mm
Hilfswicklung.			
für einphasige Motoren {			
Nutenzahl			
Windungszahl (S. 280)			
Leiterquerschnitt			mm ²
Abmessungen eines Leiters nackt, isoliert			mm
Anordnung der Leiter in der Nut (Figur)			
Zahnteilung am Umfange	$t_1 =$		mm
„ am Fuße	$t_2 =$		mm
Breite des Zahnkopfes	$z_1 =$		mm
Kleinste Zahndicke (S. 362)	$z_{min} =$		mm
Größte Zahndicke	$z_{max} =$		mm
Dicke des Eisenbleches (S. 363)	$\Delta =$		mm
Isolation zwischen den Blechen (S. 363)	$100 (1 - k_2) =$		%
Effektiver Eisenquerschnitt . $l k k_2 =$			cm ²
Kraftlinienlänge	$L_a =$		cm
Konstante $C = \frac{p \Phi}{m_1 J_1 w_1}$ (S. 346)			

	Stator	Rotor	
		Phasenanker	Katiganker
Widerstand.			
$l_a = l_1 + 1,4\tau + 5 \text{ bis } 10 =$ (S. 54)	cm	cm	$r_s =$ (S. 55) Ω
$r_g = \frac{2w l_a}{5700g} (1 + 0,004T_a) =$ (S. 216)	Ω	Ω	$r_r =$ (S. 57) Ω
$r_{eff} = k_r \cdot r_g$ (S. 217)	r_1	Ω r_2	Ω $r_2 = \frac{1}{p} \left[r_s + \frac{2r_r}{\left(2 \sin \frac{\pi p}{N_2}\right)^2} \right]$ = Ω
	$r_2' = r_2 u =$ (S. 35)	Ω	Ω $r_2' = \frac{4m_1(w_1 f_1)^2}{N_2} p r_2$ (S. 57) = Ω
Leitfähigkeiten für ovale oder rechteckige Nuten.			
$\lambda_n = 1,25 \left(\frac{r}{3r_3} + \frac{r_5}{r_3} + \frac{2r_6}{r_1 + r_3} + \frac{r_4}{r_1} \right) =$ (S. 51)			
für runde Nuten			
$\lambda_n = 1,25 \left(0,623 + \frac{r_4}{r_1} \right) =$			
$\lambda_k = 1,25 \left(\frac{z - r_1}{6\delta} \right)$ (S. 52)			
$\lambda_s = 0,46 q_s \log \frac{1,5 l_s}{U_s}$			$0,46 \log \frac{1,5 \pi D_r}{2(a+b)} =$ (S. 58)
Streureaktanz			
$x = \frac{4\pi c w^2}{p q 10^8} \Sigma l_x \lambda_x$ (S. 54)	$x_{s1} =$ Ω	$x_2 =$ Ω	Ω $p x_2 = \pi c \Sigma (l_x \lambda_x) 10^{-8}$ (S. 57) = Ω
		$x_2' = x_2 \frac{m_1 w_1^2 f_1^2}{m_2 w_2^2 f_2^2}$ (S. 54)	Ω $x_2' = \frac{4m_1(w_1 f_1)^2}{N_2} p x_2$ (S. 57) = Ω

$$\begin{array}{llll}
 r_k = r_1 + r_2' = & \dots & \Omega & \cos \varphi_k = \frac{r_k}{z_k} = \\
 \text{(S. 101)} & & & \\
 x_k = x_1 + x_2' = & & \Omega & \\
 \text{(S. 104)} & & & J_{kz} = \frac{P_1}{x_k} = \text{Amp.} \\
 z_k = \sqrt{x_k^2 + r_k^2} = & & \Omega & \text{(S. 107)} \\
 J_k = \frac{P_1}{z_k} = \dots & \text{Amp.} & & \frac{J_v x_k}{P_1} 100 = \% \\
 \text{(S. 102)} & & & \text{(S. 108 u. 336)}
 \end{array}$$

Berechnung des Leerlaufstromes.

$$E_1 = P_1 - \left(\frac{1}{3} \text{ bis } \frac{1}{4} \right) J_1 x_1 \dots = \text{Volt}$$

Kraftfluß eines Poles

$$\Phi = \frac{E_1 \cdot 10^8}{4,44 c w_1 f_1} \dots = 10^6$$

(S. 37)

Induktion im Luftspalt

$$B_l = \frac{\Phi}{\frac{2}{\pi} \cdot \tau l_z} \dots =$$

(S. 38 u. 350)

$$\text{Luftspalt } \delta = \dots = \text{mm}$$

(S. 341)

$$v = \frac{r_{1s} + r_{1r}}{\delta} \dots =$$

(S. 43)

$$X = \dots =$$

(S. 42)

$$k_s = \frac{t_s}{z_{1s} + X \delta_s} \dots =$$

$$k_r = \frac{t_r}{z_{1r} + X \delta_r} \dots =$$

$$k_1 = \frac{\delta_s k_s + \delta_r k_r}{\delta} \dots =$$

$$AW_l = 1,6 k_1 \delta_{cm} B_l \dots =$$

(S. 41)

Stator (Berechnung der Amperewindungen mit dem vorläufigen Wert von B_l):

$$B_{zmax} \dots =$$

S. 44 u. 357)

$$B_{zmittel} \dots =$$

$$B_{zmin} \dots =$$

$$\begin{aligned}
 AW_{zs} &= a w_z \cdot L_{zs} \\
 &= L_{zs} \cdot \frac{a w_{zmin} + 4 a w_{zmittel} + a w_{zmax}}{6} \dots = \\
 \text{(S. 44)} &
 \end{aligned}$$

Induktion im Rotorkern B_{ar} (S. 364) =

$AW_{ar} = awL_{ar}$ =

Gesamte AW eines magnet. Kreises

$AW_k = AW_l + AW_{zs} + AW_{zr} + AW_{as} + AW_{ar}$ =

Wattlose Komponente des Magnetisierungsstromes.

für Mehrphasenmotoren $J_{awl} = \frac{1,11 p AW_k}{m_1 f_1 w_1}$ Amp.
(S. 36)

für Einphasenmotoren $J_{awl} = \frac{p AW_k}{1,8 f_1 w_1}$ Amp.
(S. 397)

Wattlose Komponente des Leerlaufstromes:

für Mehrphasenmotoren $J_{0wl} = J_{awl}$ Amp.

für Einphasenmotoren $J_{0wl} \cong (1,9 \text{ bis } 2) J_{awl}$ Amp.
(S. 161)

J_{0wl} (S. 336) =
 J_1

Wattkomponente des Leerlaufstromes.

Eisenvolumen der Statorzähne V_{zs} dm³

„ des Statorkerns V_{as} dm³

Hysteresiskonstante σ_h =
(S. 203)

Wirbelstromkonstante σ_w =
(S. 208)

Hysteresisverlust in den Zähnen W_{hz} Watt
(S. 205)

Hysteresisverlust im Kern W_{ha} Watt
(S. 203)

Wirbelstromverlust in den Zähnen W_{wz} Watt
(S. 207)

Wirbelstromverlust im Kern W_{wa} Watt
(S. 207)

Zusätzliche Verluste.

Oberfläche der Statorzähne O_s dm²

„ „ Rotorzähne O_r dm²

Faktor k_{1s} =
(S. 210)

Faktor k_{1r} =

Wirbelstromkonstante σ_{ob} =
(S. 211)

Oberflächenverluste W_{ob} Watt
(S. 211)

Volumen der Rotorzähne V_{zr}	=	dm ³
Faktor $k_{ps} = \frac{\lambda_{max} - \lambda_{min}}{\lambda_{max} + \lambda_{min}} \cdot \frac{1}{k_z}$ (S. 212)	=	
Faktor k_{pr}	=	
„ $k_z = 1 + \frac{AW_z}{AW_l}$	=	
Periodenzahl $c_{ps} = \frac{Z_2 n}{60}$ (S. 213)	=	
Periodenzahl $c_{pr} = \frac{Z_1 n}{60}$	=	
Wirbelstromkonstante σ_{wp} (S. 213)	=	
Pulsationsverluste W_p (S. 213)	=	Watt
Gesamte zusätzliche Verluste $W_{zus} = W_{ob} + W_p$	=	Watt
Gesamte Eisenverluste W_{ei}	=	Watt
Stromwärmeverluste bei Leerlauf (Mehrphasen S. 101, Einphasen S. 161)	=	Watt
Reibungs- und Ventilationsverluste W_Q (S. 220)	=	Watt
Summe der Leerlaufverluste W_0	=	Watt
Wattkomponente des Leerlaufstromes $J_{0w} = \frac{W_0}{m_1 P_1}$ (S. 101 u 161)	=	Amp.
Leerlaufstrom $J_0 = \sqrt{J_{0w}^2 + J_{0wl}^2}$	=	Amp.
Phasenverschiebung bei Leerlauf $\cos \varphi_0 = \frac{J_{0w}}{J_0}$	=	

Aufzeichnung des Arbeitsdiagrammes.

Punkt J_k	=	Amp.
$P_k \left\{ \begin{array}{l} \text{tg } \varphi_k = \frac{x_k}{r_k} \end{array} \right.$	=	
Punkt J_0	=	Amp.
$P_0 \left\{ \begin{array}{l} \text{tg } \varphi_0 = \frac{J_{0wl}}{J_{0w}} \end{array} \right.$	=	

Dem Diagramm entnommen.

Vollaststrom J_1	=	Amp.
bei Vollast $\left\{ \begin{array}{l} \text{Phasenverschiebung } \cos \varphi \\ \text{Wirkungsgrad } \eta \\ \text{Schlüpfung } s \end{array} \right.$	=	$\frac{0}{0}$ $\frac{0}{0}$

Maximale Leistung W_{2max}	==	PS
Überlastungsfähigkeit $\frac{W_{2max}}{W_{2normal}}$	==	
W_{2max} berechnet	==	PS
(Mehrphasen S. 109, Einphasen S. 164)		

Schleifringe.

Anzahl	==	
Durchmesser	==	cm
Breite	==	cm
Art und Zahl der Bürsten eines Ringes	==	
Abmessungen der Bürsten (Länge und Breite)	==	cm
Schleifringstromstärke	==	Amp.
Stromdichte unter den Bürsten	==	$\frac{\text{Amp.}}{\text{mm}^2}$
Maximale Spannung zwischen den Schleifringen	==	Volt

Erwärmung des Stators.

Abkühlungsfläche A_s	==	cm ²
(S. 224)		
Stromwärmeverluste $W_{kz} = \frac{l_1}{l_a} m_1 J_1^2 r_1$	==	Watt
Spezifische Kühlfläche $a_s = \frac{A_s}{W_{ei} + W_{kz}}$	==	$\frac{\text{cm}^2}{\text{Watt}}$
(S. 225)		
Temperaturerhöhung $T_s = \frac{C_s}{a_s}$	==	°C
(S. 224)		
Kupfer: Maximale Temperaturerhöhung über Eisen T_{kmax}	==	°C
(S. 234)		
Mittlere Temperaturerhöhung über Luft T_k	==	°C
(S. 234)		

Erwärmung des Rotors.

Abkühlungsfläche A_r	==	cm ²
(S. 236)		
Stromwärmeverluste $W_r = \frac{l_1}{l_a} m_2 J_2^2 r_2$	==	Watt
Spezifische Kühlfläche $a_r = \frac{A_r}{W_r}$	==	$\frac{\text{cm}^2}{\text{Watt}}$
Temperaturerhöhung $T_r = \frac{C_r}{a_r}$	==	°C

Gekapselte Maschinen.

Temperaturerhöhung des Gehäuses T_g . . . == (S. 237)	$^{\circ}\text{C}$
Temperaturerhöhung des Kupfers T_k und T_{kmax} ==	$^{\circ}\text{C}$
Erforderliche Kühlluft in der Minute Q_m . . == (S. 239)	m^3

Gewichte.

Kupfer G_k ==	kg
Kupfergewicht für 1 PS ==	kg
Eisen G_{ei} ==	kg
Eisengewicht für 1 PS ==	kg

Anlauf. Angaben über die Art des Anlassens, Größe und Abstufung des in den Rotorkreis einzuschaltenden Widerstandes oder Angaben für den Anlaßtransformator. Bei Einphasenmotoren Angabe der Anlaßschaltung und Größe des vorzuschaltenden Widerstandes und der Reaktanz. Gefordertes Anzugsmoment in Prozenten des normalen Drehmomentes.

91. Tabelle der Hauptabmessungen und berechneter

Laufende Nr.	Fig. oder Tafel	Beschreibung auf Seite	Leistung PS	Synchrone Tourenzah n_1	Periodenzahl c	Polpaarzahl p	Klemmen- spannung Volt	Stator- Durchmesser		Eisen- längen		Zahl u. reite der Luf- schlitze	Polteilung τ
								D_1 cm	D cm	l_1 cm	l cm		
1	Fig. 224, 225	432	$\frac{1}{3}$	1050	35	2	200	20	11,5	6	6	—	9,03
2			1	750	25	2	230	29,5	17,5	9,1	9,1	—	13,7
3			2	1440	48	2	220	23	13,1	8,5	8,5	—	10,3
4	Fig. 220, 221	429	3	1500	50	2	260	26	16,08	10	10	—	12,5
5	Fig. 222, 223	431	3	1500	50	2	500	32	20,08	9	9	—	15,8
6			4	1500	50	2	200	26,6	14,6	14,5	13,7	1 zu 8	11,45
7			10	1500	50	2	190	40	23,1	11	11	—	18,1
8	Fig. 226—229	434	20	1500	50	2	190	41,5	27	19	19	—	21,2
9			20	1000	50	3	500	62	45	12	12	—	23,5
10			25	1000	50	3	500	49	32,06	16,6	15,6	1 zu 10	16,7
11	Fig. 226—229	434	25	750	50	4	420	50,8	38,1	21,3	19,3	2 zu 10	14,95
12			40	1000	50	3	120	53	36,15	24	24	—	18,8
13	Fig. 234, 235	441	52	653	43,5	4	330	65	45	22	20	2 zu 10	17,6
14			30	300	50	10	3000	125	110,2	12	12	—	17,3
15			90	500	50	6	400	72,5	58,5	28	25	3 zu 10	15,3
16	Fig. 237, 238	442	150	750	50	4	3600	90	65,02	26	24	2 zu 10	25,5
17	Taf. I u. II Tafel III	444 445	150	500	50	6	500	117,5	90	20	18	2 zu 10	23,5
18			80	200	50	15	200	125	122,23	34	34	—	11,72
19			250	500	50	6	3000	137	112	26	24	2 zu 10	29,3
20	Tafel IV	445	180	315	42	8	2000	161,5	125,28	28	24	4 zu 10	24,6
21			400	600	50	5	2400	124	100	42	38,5	5 zu 7	31,4
22			525	300	50	10	5000	190	160	38	35	3 zu 10	25,1
23	Tafel IV	445	150	70	21	18	530	315,5	295,35	17,5	17,5	—	25,8
24			750	250	50	12	6300	230	195	45	39	4 zu 15	25,5
25	Tafel VI	449	570	75	22,5	18	1900	365	330	37	35,2	1 zu 18	28,8
26	Tafel V	448	450	57,3	21	22	500	440	423,2	31	31	—	30,2
27	Tafel VIII	453	650	62,5	25	24	2000	500	470	45	41	2 zu 20	30,7
28			550	3000	50	1	2000	102	51,6	61	53	4 zu 20	81
29	Fig. 254, 255	461	420	1500	25	1	5000	98,5	57	59	53	5 zu 12	89,5
30	Fig. 257, 258	463	475	1200	40	2	1000	119	78,45	42	38	4 zu 10	61,2
31			625	1000	50	3	2100	107	67	61	57	4 zu 10	35
32			16	1000	50	3	400	55	38,64	17,5	16,5	1 zu 10	20,2
33			16	800	40	3	240	52,5	38	24	24	—	19,9
34			10	1000	50	3	200	48	34,15	20	18	2 zu 10	17,85

Größen von ausgeführten Induktionsmotoren.

$\frac{l_2}{\tau}$	Nutenzahl Z_1	Nuten pro Pol u. Phase q_1	Statornuten-			Schaltung der Statorphasen	Strom einer Statorphase J_1	Windungen in Serie einer Phase w_1	Abmessungen der Statorleiter in mm nackt/isoliert	Leiter- querschnitt in mm ² q_{a1}	Laufende Nr.
			Breite mm	Tiefe mm	Schlitzweite mm						
0,665	36	3	7	22,5	2	Stern	1,07	480	ϕ 0,8/1,1	0,50	1
0,67	48	4	6	30	2,5	Stern	2,75	324	ϕ 1,1/1,4	0,95	2
0,825	36	3	7	24	3	Stern	5,5	180	ϕ 1,4/1,72	1,54	3
0,8	36	3	10	25	3	Stern	6,8	156	ϕ 1,9	2,8	4
0,57	48	4	8,5	22,5	1,5	Stern	3,6	288	ϕ 1,25/1,5	1,23	5
1,24	36	3	10	27,5	3	Stern	12,5	114	ϕ 2,4/2,8	4,52	6
0,61	48	4	12	24	1	Stern	28	79,5	ϕ 3,5	9,6	7
0,9	72	6	7,5	25,5	2	Stern	54	$a=2$ 42	$2 \times 2 \times (\phi 2,4/2,8)$	9	8
0,51	72	4	14,5	21	3	Stern	20,7	168	$2 \times \phi 2,2$	7,6	9
0,96	54	3	12	40	3	Stern	27	135	$\phi 3,6$	10,2	10
1,33	96	4	8,65	30,5	3,5	Stern	33,5	128	$2 \times \phi 2,64/3,24$	10,9	11
1,28	54	3	15	35	3	Dreieck	103	36	—	44,6	12
1,18	81	3,38	11	41	4	Stern	84	81	$2 \times 15/2,6 \times 15,6$	30	13
0,695	180	3	13	28,5	2	Stern	6,4	1200	$\phi 1,5/2,2$	1,77	14
1,68	144	4	7,9	30,5	3	Dreieck	70	128	$\phi 2,54/3,14$	15,18	15
0,98	72	3	15,5	50	5	Stern	22	372	$\phi 3,2/3,5$	8,04	16
0,8	108	3	14,5	43	4,5	Dreieck	90	138	$3 \times (\phi 3,3/3,8)$	25,65	17
2,9	315	3,5	8	22	2	Dreieck	124	105	—	39,7	18
0,845	108	3	22,5	38	7	Stern	42	360	$2 \times \phi 3,35$	17,6	19
1,02	144	3	17	47	3	Stern	48	288	$\phi 4,8/5,6$	18,1	20
1,27	120	4	18	46,5	3	Stern	84	160	$2 \times (\phi 3,8/4,3)$	22,6	21
1,45	240	4	13	50,5	3	Stern	53	400	$2 \times (\phi 3,4)$	18,2	22
0,68	324	3	19	33	2,5	Stern	152	216	—	80	23
1,65	216	3	16,5	60	7	Stern	62	432	—	17,2	24
1,26	324	3	16	50	—	Dreieck	101	432	$3 \times (\phi 3,8/4,4)$	34	25
1,03	660	5	13,5	23	2	Stern	468	110	$10,5 \times 17,5$	184	26
1,42	432	3	23	39	6	Stern	183	288	$3 \times (\phi 5,4/6,4)$	68,5	27
0,68	42	7	25	38	3,5	Stern	135	42	Litze $7,5 \times 7,5$	41	28
0,62	72	12	17,5	55	5	Stern	44	168	$\phi 5,0$	19,6	29
0,685	120	10	12	48	3	Stern	235	40	—	100,3	30
1,74	72	4	19	53,5	4	Stern	150	72	—	65	31
0,842	48(72)	8	10,5	36	2	Einphasig	39	192	$2 \times 2,9/3,2$	13,2	32
1,2	48(72)	8	11 ¹⁾	24	—	Einphasig	71	88	$3 \times 3,2/3,6$	24,15	33
1,04	36(54)	6	13	30	3	Einphasig	53	117	$2 \times 3,6/4$	20,4	34

1) Die Nut ist durch einen Halbkreis beiderseits abgerundet.

Laufende Nr.	Stator			Rotor- durch- messer	Luftpalt	Rotor			Nuten-			Rotorwicklung	Schaltung der Rotorphasen	
	Stromdichte	Leiter in Serie einer Nute	Stromvolu- men einer Nut			Umfangs- geschwindig- keit	Nutenzahl	Nuten pro Pol und Phase	Breite	Tiefe	Schlitzweite			
	s_{a1}	s_n	$t_1 A S$			D_1 cm	D_2 cm	δ mm	v m/sec	Z_2	q_2			mm
1	2,14	80	85,5	11,44	Welle	0,3	6,3	48	4	3,8	8	1	3 Phasen	Stern
2	2,9	$39 \frac{11}{42}$	111,5	17,42	3,0	0,4	6,86	50	—	\emptyset 5,5	1		Käfig	Ringquerschnitt
3	3,56	30	163	13	2,5	0,5	9,85	37	—	5	11	1	Käfig	Ringquerschnitt
4	2,42	26	177	15,98	10	0,5	12,5	25	—	\emptyset 10	2		Käfig	Ringquerschnitt
5	2,93	36	129,5	20	9	0,4	15,8	35	—	$7,5 \times 7,5$	\diamond		Käfig	Ringquerschnitt
6	2,78	19	238	14,5	6	0,5	11,45	48	4	5	18,4	2	3 Phasen	Stern
7	2,8	10	267	23	10	0,5	18,1	44	1	9	18	1	11 Phasen	Serienwicklung
8	3	7	188	26,88	6	0,6	21,2	96	8	4,5	17	1,5	3 Phasen	Stern
9	2,72	14	290	44,82	34	0,9	23,5	120	—	7	16	1,5	Käfig	Ringquerschnitt
10	2,65	15	405	31,94	7	0,6	16,7	90	5	5	22	1,5	3 Phasen	Stern
11	3,06	8	268	37,95	20,3	0,75	14,95	72	3	9,15	26,7	3,8	3 Phasen	Stern
12	2,3	4	415	36	24	0,75	18,8	72	4	9	30	2	3 Phasen	Stern
13	2,8	6	504	44,8	31	1	15,3	119	4,96	5,5	30	1	3 Phasen	Stern
14	3,6	40	256	110	100	1	17,3	240	4	9	15,5	1	3 Phasen	Stern
15	4,6	16	373	58,32	39,4	0,9	15,3	180	5	5,34	30,5	2,5	3 Phasen	Stern
16	2,74	31	680	64,85	47	0,85	25,5	120	5	8,7	29	2	3 Phasen	Stern
17	3,52	$8 \frac{11}{12}$	7690	89,7	73,0	1,5	23,5	144	4	9	38	4	3 Phasen $a=3$	Stern
18	3,13	2	248	112	100	1,15	11,72	270	3	8	22	2	3 Phasen	Stern
19	2,33	20	340	111,7	95	1,5	29,3	180	5	8,5	35	2	Aufgeschnittene Wellenwicklung	Wicklungsschritte $y_1=29, y_2=31$
20	2,66	12	578	125	105	1,4	20,6	192	4	11	35	2	3 Phasen	Stern
21	3,7	8	670	99,7	84	1,5	31,3	210	7	9	25	2	3 Phasen	Stern
22	2,91	10	530	159,7	140	1,5	25,1	360	6	8	27,5	2	3 Phasen	Ste
23	1,9	4	604	295	275	1,75	10,8	540	5	11	29,5	2,5	3 Phasen	Dreieck
24	3,6	12	756	194,7	175	1,5	25,5	360	5	10	27	4	3 Phasen	Stern
25	2,95	8	810	329,7	302	1,5	9,8	432	4	13	32,5	—	3 Phasen	Stern
26	2,54	1	467,5	422,8	410	2	12,6	660	5	13,5	23	2	3 Phasen	Stern
27	2,68	4	732	469,3	450	3,5	15,3	528	1	\emptyset 18	5		11 Phasen	Jede Phase i. sich kurzgeschlossen
28	3,3	6	810	51	23	3	81	60	10	15	37	—	3 Phasen	Stern
29	2,25	14	615	56,3	23,5	3,5	44,7	96	16	10,5	35	4	3 Phasen	Stern
30	2,34	2	470	78	45	2,25	49	108	9	9	49	3	3 Phasen	Dreieck
31	2,3	6	900	66,5	43,5	2,5	35	120	10	10,5	38,5	2,5	2 Phasen	
32	3	8	312	38,5	23	0,7	20,2	90	5 ¹⁾	6,5	30	1,5	3 Phasen	Stern
33	2,92	$11 \frac{1}{3}$	157	37,85	26	0,75	15,9	96	5,33 ¹⁾	6	21	—	3 Phasen	Stern
34	2,6	13	340	34	23	0,75	17,85	72	4 ¹⁾	7	25	2	3 Phasen	Stern

¹⁾ Bezogen auf eine Rotorphase.

Windungen in Serie siner Phase	Abmessungen der Rotorleiter in mm nackt/isoliert	Rotor			Kraftfluß eines Poles Φ	Richtiger Fullfaktor α_i'	Luftinduktion B_l	k_1	Induktion im Stator Kern B_{as}	Laufende Nr.
		Leitungs- schnitt in mm ² q_{a2}	Stromdichte s_{a2}	Leitern Serie einer Nut s_n						
16	Φ 3,6	10,2	2,7	2	$0,157 \cdot 10^9$	0,695	4200	1,14	7250	1
2×19 mm	Φ 4,5	15,9	5,7	1	$0,375 \cdot 10^9$	0,64	4600	1,31	7300	2
5×35 mm	5×10	50	2,7	1	$0,335 \cdot 10^9$	0,66	5800	1,17	8400	3
160 mm ²	Φ 10	78,7	3,1	1	$0,45 \cdot 10^9$	0,695	5170	1,135	10200	4
320 mm ²	7×7	49	3,1	1	$0,465 \cdot 10^9$	0,666	4950	1,06	7600	5
40	Φ 2,7/3,1	5,72	4,4	5	$0,46 \cdot 10^9$	0,745	3800	1,26	5800	6
2	$2 \times 5 \times 5$	50	5,4	2	$0,63 \cdot 10^9$	0,72	4400	1,03	5260	7
32	$2 \times (\Phi$ 3,0/3,4)	14,1	4,4	2	$1,19 \cdot 10^9$	0,65	4530	1,11	7400	8
270 mm ²	—	76,7	2	1	$0,79 \cdot 10^9$	0,67	4200	1,09	5700	9
30	$3,5 \times 9$	31,5	3,3	2	$0,98 \cdot 10^9$	0,68	5400	1,1	7800	10
72	$2 \times \Phi$ 3,05/3,65	14,6	3,6	6	$0,865 \cdot 10^9$	0,68	4450	1,21	7550	11
24	—	52,2	2,5	2	$1,52 \cdot 10^9$	0,73	4600	1,092	7000	12
40	$3,5 \times 11$	37,2	4	2	$1,24 \cdot 10^9$	0,664	5100	1,14	5800	13
40	12×7	83,2	1,5	1	$0,66 \cdot 10^9$	0,675	4700	1,05	6700	14
60	$2,54 \times 10,15$	25,8	5,2	2	$1,42 \cdot 10^9$	0,68	5300	1,17	8000	15
40	$6 \times 12/6,4 \times 12,4$	64,2	2,82	2	$2,55 \cdot 10^9$	0,692	5770	1,12	7850	16
64	$2 \times (\Phi$ 3,0/3,5)	14,1	4,15	8	$1,65 \cdot 10^9$	0,65	5600	1,1	5400	17
90	—	39,7	3,2	2	$0,875 \cdot 10^9$	0,65	3500	1,08	3500	18
60	$2 \times (3 \times 14)$	84	2,85	2	$2,19 \cdot 10^9$	0,67	4550	1,12	5850	19
64	$7 \times 12/3,5 \times 13,5$	84	2,2	2	$2,18 \cdot 10^9$	0,68	5230	1,05	3760	20
35	$2 \times (6 \times 8)$	88,4	4	1	$4 \cdot 10^9$	0,68	4700	1,055	7800	21
20	5×10	50	3,2	2	$3,33 \cdot 10^9$	0,68	5250	1,02	5270	22
90	—	180	1,82	1	$1,535 \cdot 10^9$	0,69	5000	1,045	7200	23
60	—	108	3,7	1	$3,86 \cdot 10^9$	0,68	5160	1,175	4800	24
72	$19 \times \Phi$ 3,6	194	2,54	1	$4,46 \cdot 10^9$	0,675	6300	1,04	5650	25
110	$10,5 \times 17,5$	184	2,22	1	$2,85 \cdot 10^9$	0,67	4600	1,03	8400	26
24	Φ 16/18	202	2,58	1	$3,66 \cdot 10^9$	0,643	4240	1,08	4450	27
20	9×9	81	3,2	2	$12,6 \cdot 10^9$	0,655	4330	1,02	6200	28
16	—	240	1,8	1	$15,9 \cdot 10^9$	0,67	4800	1,085	11000	29
36	—	100,3	2,34	2	$8,45 \cdot 10^9$	0,65	5500	1,06	8000	30
30	—	195	2,56	1	$7,6 \cdot 10^9$	0,7	5250	1,055	5100	31
75 ¹⁾	$3 \times 2,4/2,7$	13,5	3,18	5	$1,065 \cdot 10^9$	0,67	4660	1,067	7800	32
32 ¹⁾	$2 \times 4,2$	27,6	3,15	2	$1,76 \cdot 10^9$	0,67	5500	1	8300	33
24 ¹⁾	—	28	3,9	2	$0,884 \cdot 10^9$	0,653	4100	1,1	7000	34

Laufende Nr.	Induktion in den Zähnen des Stators		Induktion in Rotorkern	Induktion in den Zähnen des Rotors		Leitfähigkeiten						Widerstände kalt gemessen	
						Stator			Rotor				
	$B_{z\min}$	$B_{z\max}$		B_{ar}	$B_{zr\min}$	$B_{z\max}$	λ_n	λ_k	λ_s	λ_n	λ_k	λ_s	r_1
1	6700	15500	4800	12550	17550	1,8	3,1	0,6	1,8	4,9	1,1	9,5	0,01
2	6250	10700	3300	—	10700 →	3,25	3,9	0,68	1,97	4,15	0,49	4	—
3	8350	16400	5175	11600	16700	1,98	2,92	0,675	1,21	3,08	0,39	1,32	—
4	9700	19300	12800	5500	13000	1,46	6,25	0,75	1	3,75	0,48	—	—
5	9600	14500	6500	5000	15300	1,9	8,6	0,94	2,5	6,05	0,69	2,6	—
6	7450	18000	7800	9300	19300	1,66	1,88	0,635	1,98	3,2	1,05	0,35	0,064
7	13300	15800	6780	11900	14500	1,61	6	0,8	1,9	5,5	0,43	—	—
8	9150	13920	4000	10300	13900	2,25	1,85	1,5	2,4	2,87	2,1	0,0515	0,037
9	13000	17900	9500	11600	14000	1,0	1,68	1,26	1,78	3,5	0,86	—	—
10	10600	16600	3500	11500	15300	1,9	2,3	0,9	2,39	4,93	1,03	—	—
11	10900	16100	4050	11300	16500	2,02	2,56	0,94	1,85	1,7	0,7	0,2	0,07
12	10700	17900	11700	12100	19600	1,2	3	0,55	2	4,4	0,8	—	—
13	10800	16000	8800	10800	14500	1,88	1,21	0,535	2,78	2,38	1,06	0,051	0,0151
14	14000	16200	7700	14000	15100	1,48	2,38	0,69	1,31	3,76	1,47	11,35	0,00812
15	12500	16000	5000	13000	16200	2,45	1,08	1,05	3,5	1,68	0,90	0,16	0,042
16	11400	14100	9850	14300	16300	1,94	1,84	0,84	1,98	3,92	1,45	1,28	0,0136
17	12300	15000	10600	13000	15500	1,73	1,54	0,65	2,3	2,46	0,87	0,12	0,0325
18	11900	13600	3800	9850	10700	1,7	1,64	0,485	1,7	1,34	0,58	—	—
19	13800	16800	10500	9250	10430	1,12	1,45	0,64	2,5	3,28	1,4	—	—
20	13400	16100	7800	13200	15000	1,69	2,3	0,69	2,1	3,32	0,96	—	—
21	13200	16600	10800	13600	15400	1,61	1,4	1,32	2,05	2,95	2,2	0,232	0,01155
22	14000	15900	7400	14500	15500	2,28	1,24	1,37	2,16	2,21	1,23	—	—
23	15500	16400	6900	15400	16300	1,35	1,45	0,66	1,92	2,8	1,08	—	—
24	13300	15000	7700	15300	16500	2,16	0,84	1,1	2	2,4	1,82	—	—
25	13600	14400	6650	15800	16600	2,1	2,6	0,9	1,8	3,8	1,1	0,425	0,0165
26	15150	16500	12400	15500	16350	1,25	1,68	1,29	1,25	1,68	1,29	0,01721	0,0167
27	14100	14700	6450	—	13800	1,28	1,01	0,63	1,15	1,38	0,51	—	—
28	10000	14200	12800	11700	16700	1,05	1,6	2,2	2,67	2,44	1,75	—	—
29	11400	18600	13000	12900	18000	2,64	0,56	3,05	2,38	0,94	4,95	0,59	0,044
30	11600	14700	11700	10400	13100	2,6	1,54	2,4	2,84	1,35	2,1	—	—
31	11800	16800	9800	15100	20900	1,61	0,92	1,33	2,08	1,87	3,0	—	—
32	9400	14100	7550	10200	14600	2,19	2,95	0,735	2,52	3,96	0,92	0,218	0,141
33	6500	17700	10500	6450	15400	1,31	2,75	1,02	1,67	3,9	1,1	—	—
34	8900	13600	9100	8900	12400	1,31	2,72	0,575	2,02	4,12	0,88	—	—

Daten des Leerlauf- und Kurzschluß-Versuches								Aus dem Diagramm ermittelte Werte			Laufende Nr.
J_{0ml}		$\cos \varphi_0$	W_0	J_k	$\cos \varphi_k$	x_k für eine Phase		bei Vollast		W_{2max}	
gemessen	berechnet					gemessen	berechnet	η	$\cos \varphi$		
0,52	0,52	0,25	46,5	4,5	—	—	14,4	0,77	0,86	0,66	1
1,13	0,97	—	—	14,6	—	—	5,01	0,78	0,86	—	2
2,76	2,85	0,133	140	37,5	0,605	2,73	2,52	0,83	0,85	5,6	3
3,3	3,46	0,155	230	43,7	0,369	—	3,28	0,87	0,83	9	4
1,14	1,19	0,222	226	21,1	0,57	11,3	11,3	0,85	0,90	7,5	5
5,1	4,85	0,18	320	46	0,42	2,20	1,9	0,83	0,86	6,8	6
6,7	6,2	0,085	192	107,8	0,386	0,94	1,0	0,87	0,91	16,7	7
14,2	10,4	0,181	860	368	0,465	0,266	0,24	0,9	0,92	54	8
6,34	6,05	0,135	747	129	0,522	1,9	1,7	0,9	0,91	47	9
6,68	6,62	0,243	1450	114	0,31	2,42	2,33	0,868	0,905	48	10
10,45	10,2	0,143	1100	142	0,257	1,65	1,5	0,87	0,875	52	11
36,6	36,2	0,127	1690	580	0,28	0,218	0,23	0,905	0,88	105	12
24,4	22,4	0,125	1740	380	0,35	0,468	0,465	0,895	0,895	103	13
4,0	3,35	0,0865	1840	36,6	0,48	41,7	47,1	0,9	0,74	77,5	14
23,1	21,4	0,0868	2400	280	0,372	1,33	1,07	0,89	0,89	152	15
5,43	5,45	0,147	5000	106	0,166	19,3	19,77	0,922	0,88	356	16
28,3	30,4	0,108	5010	336	0,23	1,45	1,25	0,93	0,855	256	17
43,7	43,5	0,062	1640	530	0,343	0,352	0,34	0,92	0,86	150	18
9,5	9,85	0,124	6100	175	0,205	9,75	9,85	0,925	0,915	435	19
—	17,3	—	—	246	0,218	—	4,58	0,918	0,862	440	20
19,1	19,5	0,113	9000	400	0,171	3,15	2,85	0,925	0,915	900	21
17,3	16,8	0,078	11650	325	0,202	8,7	8,5	0,95	0,89	1500	22
46	60	0,082	3460	640	0,366	0,45	0,35	0,91	0,88	270	23
—	20,9	0,075	17000	305	0,24	11,55	11,65	0,92	0,875	1650	24
35,2	32,8	0,0785	16000	338	0,33	4,6	4,1	0,875	0,835	880	25
167	150	0,062	8900	3130	0,485	0,081	0,091	0,907	0,901	1170	26
—	88,5	0,057	17500	1350	0,348	—	0,80	0,905	0,835	2240	27
31	29,4	0,25	2760	900	0,13	1,27	1,20	0,925	0,935	1800	28
9,45	9,35	0,097	7950	200	0,45	12,9	10,05	0,895	0,93	780	29
46	47,5	0,23	18300	1400	0,19	0,405	0,33	0,925	0,935	1320	30
52,5	53,5	0,061	11600	825	0,145	1,46	1,37	0,95	0,883	1600	31
14,5	15,3	0,165	1030	160	0,31	2,4	2,14	0,88	0,86	32,5	32
34	37,5	0,21	1200	406	0,366	—	0,55	0,828	0,825	48	33
23	21,6	0,145	665	198	0,305	0,97	0,942	0,84	0,825	18,5	34

Laufende Nr.	Temperaturerhöhungen			$\frac{D^2 l_1 n_1}{PS}$	AS	$C = \frac{p \cdot \phi}{m_1 J_1 w_1}$	Gewichte in kg				Nutenfüllfaktor		Eisenfüllfaktor	
	T_s	T_k	T_r				gesamt		für 1 PS		f_n		f_e	
							G_{ei}	G_k	E_i	K_u	Stat.	Rot.	Stat.	Rot.
1	—	—	—	250·10 ⁴	85,5	204	9,7	5,2	29,1	15,6	0,265	0,67	0,585	0,55
2	14	17	—	210·10 ⁴	97,5	281	43	8,31	43	8,31	0,215	0,66	0,45	
3	34	35	—	105·10 ⁴	143	226	24,5	7,7	12,25	3,85	0,275	0,91	0,52	0,5
4	20	—	—	129·10 ⁴	127	283	31	9,6	10,3	3,2	0,29	1	0,62	
5	—	42	—	182·10 ⁴	99	300	46	9,6	15,3	3,2	0,233	0,875	0,58	0,435
6	—	—	—	114·10 ⁴	186	218	51	14,07	12,8	3,5	0,314	0,312	0,66	0,605
7	20	20	20	88·10 ⁴	185	190	91	24,7	9,1	2,47	0,33	0,31	0,72	0,59
8	30	23	31	104·10 ⁴	160	350	175	33	8,75	1,65	0,33	0,365	0,58	0,55
9	27	—	18	122·10 ⁴	148	228	170	49	8,5	2,5	0,35	0,685	0,705	0,62
10	40	30	—	65,5·10 ⁴	217	270	200	60	8	2,4	0,335	0,57	0,57	0,48
11	43	42	42	87·10 ⁴	215	270	220	60	8,8	2,4	0,33	0,36	0,64	0,6
12	—	—	—	78,5·10 ⁴	196	410	290	92	7,2	2,3	0,34	0,387	0,65	0,63
13	47	50	45	53,5·10 ⁴	290	242	360	109	6,9	2,1	0,4	0,45	0,58	0,5
14	—	—	—	146·10 ⁴	123	274	385	140	12,8	4,67	0,192	0,595	0,66	0,64
15	43	43	42	49·10 ⁴	293	317	500	102	5,6	1,14	0,335	0,315	0,59	0,56
16	32	36,3	27,5	53·10 ⁴	241	415	652	230	4,36	1,53	0,323	0,51	0,51	0,54
17	12	17	5	52,5·10 ⁴	264	265	840	222	5,6	1,48	0,31	0,33	0,53	0,48
18	38	—	—	107·10 ⁴	222	335	1040	227	13	2,84	0,45	0,45	0,65	0,63
19	42	45	30	62·10 ⁴	258	290	1290	390	5,18	1,56	0,41	0,56	0,67	0,45
20	—	—	—	69·10 ⁴	212	420	1990	390	11	2,16	0,27	0,44	0,6	0,56
21	—	—	—	59,5·10 ⁴	256	495	1750	360	4,4	0,9	0,22	0,39	0,66	0,62
22	33	—	—	54,2·10 ⁴	252	520	3180	590	6,05	1,13	0,277	0,46	0,67	0,59
23	8	—	10	71·10 ⁴	212	475	2120	1070	14,1	7,15	0,51	0,55	0,66	0,65
24	41	35	35	53·10 ⁴	266	580	4700	780	6,3	1,04	0,21	0,4	0,57	0,60
25	—	—	—	52·10 ⁴	253	810	6710	1300	11,8	2,3	0,34	0,46	0,49	0,55
26	—	—	—	70·10 ⁴	232	405	4440	1750	9,9	3,9	0,59	0,59	0,67	0,68
27	—	—	—	92,8·10 ⁴	214	555	10800	1875	16,6	2,9	0,305	0,78	0,67	
28	—	—	—	80·10 ⁴	210	740	2880	337	5,2	0,615	0,26	0,29	0,6	0,6
29	42	—	—	64,5·10 ⁴	248	720	2660	730	6,35	1,74	0,285	0,65	0,65	0,61
30	—	—	—	62·10 ⁴	230	600	2600	600	5,5	1,25	0,35	0,45	0,55	0,42
31	40	—	15	42·10 ⁴	308	720	3000	560	4,8	0,9	0,38	0,48	0,61	0,64
32	42	42,5	—	159·10 ⁴	188	427	250	34	15,6	2,11	0,28	0,346	0,62	0,485
33	20	21	26	172·10 ⁴	94,5	840	272	60	17	3,75	0,336	0,44	0,625	0,51
34	—	—	—	215·10 ⁴	173	428	195	29,2	19,5	2,92	0,34	0,32	0,65	0,475

Siebzehntes Kapitel.

Die Konstruktion einer Induktionsmaschine.

92. Allgemeines. — 93. Beispiele ausgeführter Motoren.

92. Allgemeines.

Wie früher (S. 2) erwähnt worden ist, haben G. Ferraris und N. Tesla die Induktionsmaschine fast gleichzeitig und unabhängig voneinander erfunden, und namentlich hat N. Tesla die große technische Bedeutung des Drehfeldes für den Bau von Motoren erkannt.

Mit durchschlagendem Erfolg kam das Mehrphasensystem mit Induktionsmotoren zum ersten Male im Jahre 1891 bei der bekannten Arbeitsübertragung Lauffen—Frankfurt a. M. über eine Entfernung von 170 km zur Anwendung. Die Anlage wurde von der Allgemeinen Elektrizitätsgesellschaft Berlin und der Maschinenfabrik Oerlikon ausgeführt. Das von Ferraris entdeckte Prinzip und die von Tesla erfundenen und skizzierten Anordnungen wurden hier von Dolivo Dobrowolski und C. E. L. Brown, den leitenden Ingenieuren der genannten Firmen mit außerordentlichem konstruktiven Geschick und sicherem Blick für das Erreichbare in lebensfähige Formen gebracht.

Die noch heute bestehenden Konstruktionen des asynchronen Motors mit Käfiganker¹⁾ und Schleifringanker, mit kontinuierlichem Rotor- und Statoreisen, mit in Nuten eingebetteter Trommelwicklung und kleinem Luftspalt sind schon damals angewandt worden.²⁾

Bevor wir nun zu der Besprechung ausgeführter Motoren übergehen, welche uns die wichtigsten Anhaltspunkte für die Konstruk-

¹⁾ Die Käfigwicklung stammt von C. S. Bradley, s. amerik. Patent Nr. 404465 v. 4. April 1889, in dem ein Kurzschlußstator, dessen Kern aus nicht isoliertem Eisendraht und dessen Leiter aus nicht isolierten Kupferbarren bestehen, angegeben ist.

²⁾ C. E. L. Brown, ETZ 1891, S. 657 und ETZ 1893 S. 81, 178, 283 und 285 sowie Dolivo von Dobrowolski, ETZ 1893, S. 178, 183, 283 und 285.

tion einer asynchronen Maschine geben, ist im allgemeinen noch folgendes zu bemerken.

Wahl der Wicklung. Wie im Bd. III der W.T. erörtert ist, kommen für Stator und Rotor folgende Wicklungen in Betracht:

A. Gewöhnliche Wechselstromwicklungen:

1. Spulenwicklung,
2. Umlaufende Wicklung.

B. Geschlossene Gleichstromwicklungen:

1. Schleifenwicklungen,
2. Wellenwicklungen.

C. Aufgeschnittene Gleichstromwicklungen:

1. Aufgeschnittene Schleifenwicklungen,
2. Aufgeschnittene Wellenwicklungen.

D. Abgeänderte Gleichstromwicklungen (Gleichstromwicklung mit einigen hinzugefügten oder weggenommenen Windungen):

1. Geschlossene abgeänderte Gleichstromwicklung,
2. Aufgeschnittene abgeänderte Gleichstromwicklung.

Für den Rotor kommen außerdem in Betracht:

E. Kurzschlußwicklungen:

1. Vielphasige Kurzschlußwicklungen,
2. Käfigwicklungen.

Auf die Wahl der Wicklung haben besonders die Spannung, die Stromstärke, das Verhältnis der Nutenzahlen von Stator und Rotor und die Rücksicht auf eine gleichmäßige Verteilung des magnetischen Zuges Einfluß.

Bei hohen Spannungen werden alle Statorspulen einer Phase in Serie geschaltet, und man erhält bei großer Windungszahl eine Spulenwicklung und bei kleiner Windungszahl und großer Stromstärke eine Schleifenstabwicklung.

Die umlaufende Wicklung und die Gleichstromwellenwicklungen (geschlossen oder aufgeschnitten) kommen nur für niedrige Spannungen und größere Stromstärken in Betracht, so daß die Wicklung als Stabwicklung ausführbar ist. Bei Stabwicklungen liegen gewöhnlich 1—4, seltener mehr Stäbe in einer Nut. Damit der Spannungsunterschied zwischen den Stäben einer Nut und den Stäben benachbarter Nuten nicht zu groß wird, darf die in den Stäben eines ganzen Umlaufes induzierte EMK eine gewisse, von der Größe des Motors und der Stabzahl einer Nut und Phase abhängige Größe nicht überschreiten. Je weniger Stäbe in einer Nut liegen und je mehr die Stäbe benachbarter Nuten voneinander ent-

fernt sind, d. h. je besser die gegenseitige Isolation ist, um so größer darf die Spannung für einen Umlauf sein.

Die geschlossenen Gleichstromwicklungen ergeben Dreieckschaltung. Wenn Sternschaltung verlangt ist, muß die Wicklung aufgeschnitten werden.

Wie das Aufschneiden vorgenommen werden muß und wie die einzelnen Wicklungsteile zu verbinden sind, ist im Bd. III ausführlich angegeben.

Bei den Gleichstromwicklungen erhalten alle Wicklungselemente eine gleiche Form. Diese Eigenschaft kommt dann als ein Vorzug zur Geltung, wenn die Nuten offen sind, so daß die Wicklungselemente einzeln auf Schablonen hergestellt und alsdann in die Nuten eingelegt werden können.

Oft werden Gleichstromwicklungen, namentlich für den Rotor, angewandt, um eine Nutenzahl zu erhalten, die kein Vielfaches der Polzahl ist, so daß der gemeinschaftliche Teiler der Stator- und Rotornutenzahl groß wird, oder daß kein gemeinschaftlicher Teiler vorhanden ist.

Entsprechend der Wicklungsformel wird die Stabzahl s einer Gleichstromwellenwicklung allgemein

$$s = py \pm 2a,$$

wenn p die Polpaarzahl, $y = y_1 + y_2$ der Wicklungsschritt, der sich aus zwei Teilschritten y_1 und y_2 zusammensetzt und (a) die halbe Zahl der Stromzweige der geschlossenen Gleichstromwicklung bezeichnet.

Bei einer vierpoligen ($p = 2$) einfachen Reihenwicklung ($a = 1$) kann man z. B. 42 Stäbe und 21 Nuten oder 78 Stäbe und 39 Nuten erhalten. Man erhält aber auch Stabzahlen, die nicht durch die Phasenzahl (3) teilbar sind, z. B. 82 Stäbe, 41 Nuten. Für die Rotorwicklung wäre es gestattet, die Stabzahl (s) etwas ungleich auf die drei Phasen zu verteilen, es ist jedoch besser, jeder Phase eine gleiche Stabzahl zu geben.

Um das zu erreichen, kann man der aus der Wicklungsformel berechneten Stabzahl s eine gewisse Stabzahl zufügen oder von ihr wegnehmen, so daß die gewünschte durch die Phasenzahl teilbare Stabzahl erhalten wird. Eine solche Wicklung ist im Bd. III als abgeänderte Gleichstromwicklung bezeichnet worden.

Hinsichtlich der Erreichung einer gleichmäßigen Verteilung des magnetischen Zuges zwischen Stator und Rotor ist zu bemerken, daß es das günstigste ist, die Spulen einer Phase des Stators parallel zu schalten, so daß die Zahl der Stromzweige einer Statorphase gleich der halben Polzahl ist. Da jeder Zweig die gleiche Span-

nung erhält, erzeugt jeder Zweig den gleichen Kraftfluß unabhängig von der Größe des Luftspaltes. Er ändert sich bei exzentrischer Lage des Rotors nur der Magnetisierungsstrom, indem der größere Luftspalt eine größere MMK erfordert. Das ist aber von geringer Bedeutung. Wegen zu kleiner Stromstärke ist es jedoch meistens nicht tunlich, die Parallelschaltung der Statorspulen aller Pole durchzuführen. Man kann aber häufig eine teilweise Parallelschaltung wählen, indem man die Zahl der parallelen Zweige vermindert. Besonders bei langsam laufenden großen Motoren kann die Parallelschaltung von Bedeutung sein, um exzentrische Züge zu vermeiden.¹⁾

Grenze der Klemmenspannung. Der Raum, den die Isolation der Wicklung beansprucht, wächst mit der Klemmenspannung und der Nutenzahl. Man macht daher die Zahl der Statornuten bei einem Hochspannungsmotor kleiner als bei einem Motor gleicher Größe für Niederspannung.

Die Spannung, bis zu der eine Maschine noch gut ausgeführt werden kann, wird begrenzt einerseits durch den Raum, den die Isolation der Nut und der Drähte einer Nut gegeneinander beansprucht, und andererseits durch die Zahl der dünnen Drähte, die in eine Nut noch eingebracht werden können. Kleine Typen bis etwa 10 PS können für Spannungen bis 500 Volt, mittlere Typen bis etwa 35 PS für Spannungen bis 3000 Volt und große Typen für Spannungen bis 8000 und 10000 Volt ausgeführt werden.

Bei Hochspannungsmotoren ist zu beachten, daß zwischen den Wickelköpfen des Stators und den Wickelköpfen des Rotors eine ausreichende Isolierung vorhanden sein muß (siehe Fig. 252, S. 193, Bd. III).

Ferner macht die Inbetriebsetzung von Hochspannungsmotoren insofern Schwierigkeit, als beim Einschalten die Induktion des ersten Stromstoßes leicht zu einem Durchschlag zwischen den Windungen einer nahe an den Klemmen liegenden Spule führen kann. Durch Vorschalten einer Drosselspule beim Anlauf kann dieser Beschädigung des Motors vorgebeugt werden.

Die Lüftung. Von großer Bedeutung für die Leistungsfähigkeit eines Motors im Dauerbetrieb ist die Lüftung. Bei der Konstruktion ist diesem Punkte die größte Aufmerksamkeit zu widmen. Die Luftschlitze nützen nur wenig, wenn sie nicht eine genügende Weite besitzen (mindestens 10 mm) und wenn nicht für eine richtige Führung der Luft gesorgt ist. Das auf S. 225 Gesagte und

¹⁾ s. J. K. Sumec, Z. f. Elektrot. 1905, Heft 35, sowie Berechnung des einseitigen magnetischen Zuges, Z. f. Elektrot. 1904, S. 727.

die nachfolgenden Beispiele geben über die Art der Lüftung einige Anhaltspunkte.

Die Leistung gekapselter und nicht gelüfteter Motoren beträgt für Dauerbetrieb nur etwa 40—50 % der Leistung der gleichen offen gebauten Type mit guter Lüftung.

93. Beispiele ausgeführter Motoren.

Aktiengesellschaft Brown, Boveri & Co., Baden, Schweiz.
Dreiphasenmotor, 3 PS, 1500 Umdr. i. d. Min. 50 Per., 260 Volt.
 (Fig. 220 und 221.)

Die Figuren stellen die Normalkonstruktion dieser Firma für Motoren kleinerer Leistung dar. Das Statorgehäuse besteht aus einem einfachen Zylinder, an dem der eine Preßring für die Statorbleche angegossen ist. Die Spulenköpfe der Statorwicklung werden von den gußeisernen Lagerschilden umschlossen und gegen äußere Beschädigung geschützt. Die Rotorbleche sitzen auf vier Rippen der Rotornabe.

An den Preßring sind vier Blechflügel angeschraubt, welche die Lüftung des Motors bewirken. Die Luft wird über die Spulenköpfe der einen Seite in axialer Richtung zwischen Stator kern und Gehäuse zu den Spulenköpfen der anderen Seite geführt.

Die Wicklung des Rotors besteht aus blanken Kupferstäben, die in die kreisförmigen Nuten eingebettet und an den Stirnflächen durch die Kurzschlußringe leitend miteinander verbunden sind.

Hauptdaten der Maschine. (Siehe Tabelle S. 418, Nr. 4.)

Stator:		Nutenabmessungen 10×25 mm	
Polzahl	4	Leiterabmessungen	$\phi 1,9$ „
Spannung einer Phase	150 Volt	Windungen in Serie	
Strom einer Phase	6,8 Amp.	einer Phase	156
Durchmesser außen	26,0 cm	Rotor:	
„ innen	16,08 „	Käfiganker	
Eisenlänge mit Luftschlitzen	10 „	Luft Raum einseitig	0,5 mm
Eisenlänge ohne Luftschlitze	10 „	Durchmesser außen	15,98 cm
Nutenzahl	36	„ innen	10 „
Nuten pro Pol und Phase	3	Eisenlänge mit Luftschlitzen	10 „
Leiter in einer Nut	26	Eisenlänge ohne Luftschlitze	10 „

Nutenzahl	25	Leiterabmessungen	ϕ 10 mm
Leiter in einer Nut	1	Ringquerschnitt	160 mm ²
Nutenabmessungen	ϕ 10 mm		

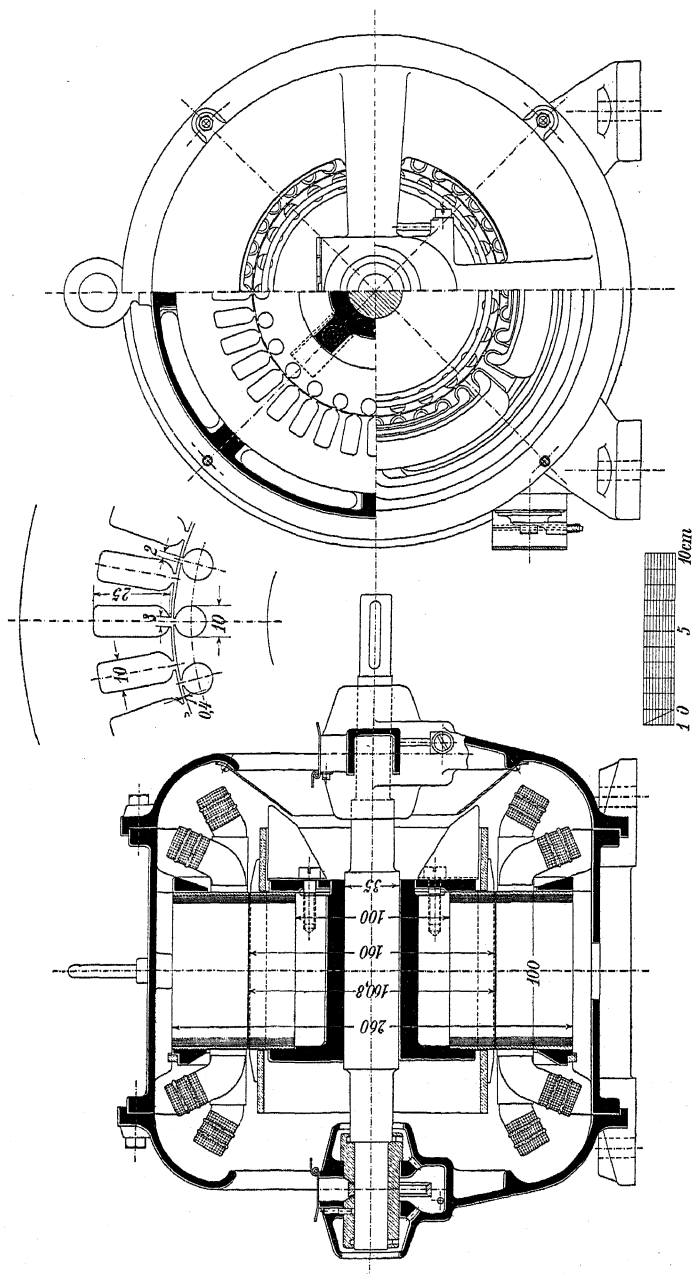


Fig. 220.

Fig. 221.

Fig. 220 und 221. Dreiphasenmotor der A.-G. Brown, Boveri & Co. 3 PS, 1500 Umdrehungen. 50 Perioden, 260 Volt.

Elektrizitäts-Aktien-Gesellschaft vormals Kolben & Co., Prag.
 Dreiphasenmotor, 4 PS, 1500 Umdr. i. d. Min. 50 Per., 120 Volt.
 (Fig. 222 und 223.)

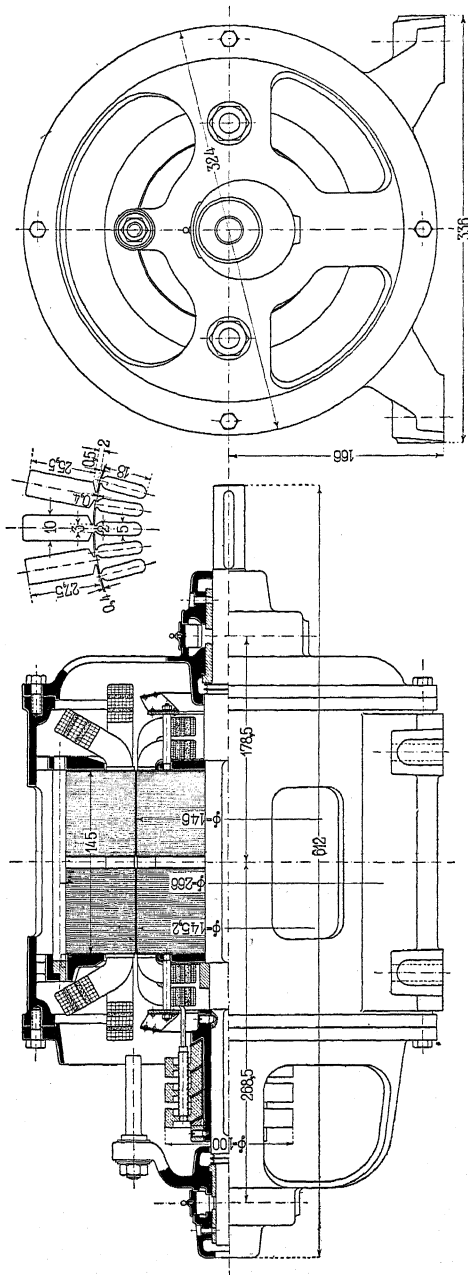


Fig. 222.

Fig. 223.

Fig. 222 und 223. Dreiphasenmotor der Elektrizitäts-Aktien-Gesellschaft vormals Kolben & Co., Prag.
 4 PS, 1500 Umdrehungen. 50 Perioden, 120 Volt.

Der Motor hat einen Schleifringanker, dessen Bleche unmittelbar auf die Welle aufgeschoben sind. Die Spulenköpfe des Rotors werden mittels in die Preßplatten eingeschraubter Bolzen gehalten. Die Bolzen dienen auch zur Befestigung der zu beiden Seiten des Ankers angeordneten Ventilatoren. Die Schleifringe liegen innerhalb des einen Lagerschildes, so daß man die Verbindungen zwischen der Rotorwicklung und den Schleifringen nicht durch die Welle zu führen braucht.

Hauptdaten der Maschine. (Siehe Tabelle S. 418, Nr. 6.)

Stator:		Rotor:	
Polzahl	4	Phasenzahl	3
Spannung einer Phase	116 Volt	Spannung einer Phase	40,5 Volt
Strom einer Phase	12,5 Amp.	Strom einer Phase	27 Amp.
Durchmesser außen	26,6 cm	Luftraum einseitig	0,4 mm
„ innen	14,6 „	Durchmesser außen	14,52 „
Eisenlänge mit Luftschlitzen	14,5 „	„ innen	6 „
Eisenlänge ohne Luftschlitze	13,7 „	Eisenlänge mit Luftschlitzen	14,5 „
Nutenzahl	36	Eisenlänge ohne Luftschlitze	13,7 „
Nuten pro Pol und Phase	3	Nutenzahl	48
Leiter in einer Nut	19	Nuten pro Pol und Phase	4
Nutenabmessungen $10 \times 27,5$ mm		Leiter in einer Nut	5
Leiterabmessungen $\phi 2,4/2,8$ „		Nutenabmessungen $5 \times 18,4$ mm	
Windungen in Serie einer Phase	114	Leiterabmessungen $\phi 2,7/3,1$ „	
		Windungen in Serie einer Phase	40

Aktien-Gesellschaft „Volta“, Reval. Dreiphasenmotor, 1 PS, 750 Umdr. i. d. Min. 25 Per., 230 Volt. (Fig. 224 und 225.)

Die Konstruktion weist mehrere Besonderheiten auf. Der Blechkörper des Stators wird vor dem Einbau in das Gehäuse fertiggestellt und an den mittleren Scheiben von größerem Durchmesser von den beiden Lagerschilden gefaßt. Die Füße des Motors sind an die Lagerschilde angegossen. Die Welle läuft in Kugellagern. Durch zwei Ventilatoren ist für reichliche Kühlung gesorgt. Die Luft tritt von beiden Seiten ein und durch Öffnungen in der Mitte des Motorgehäuses aus.

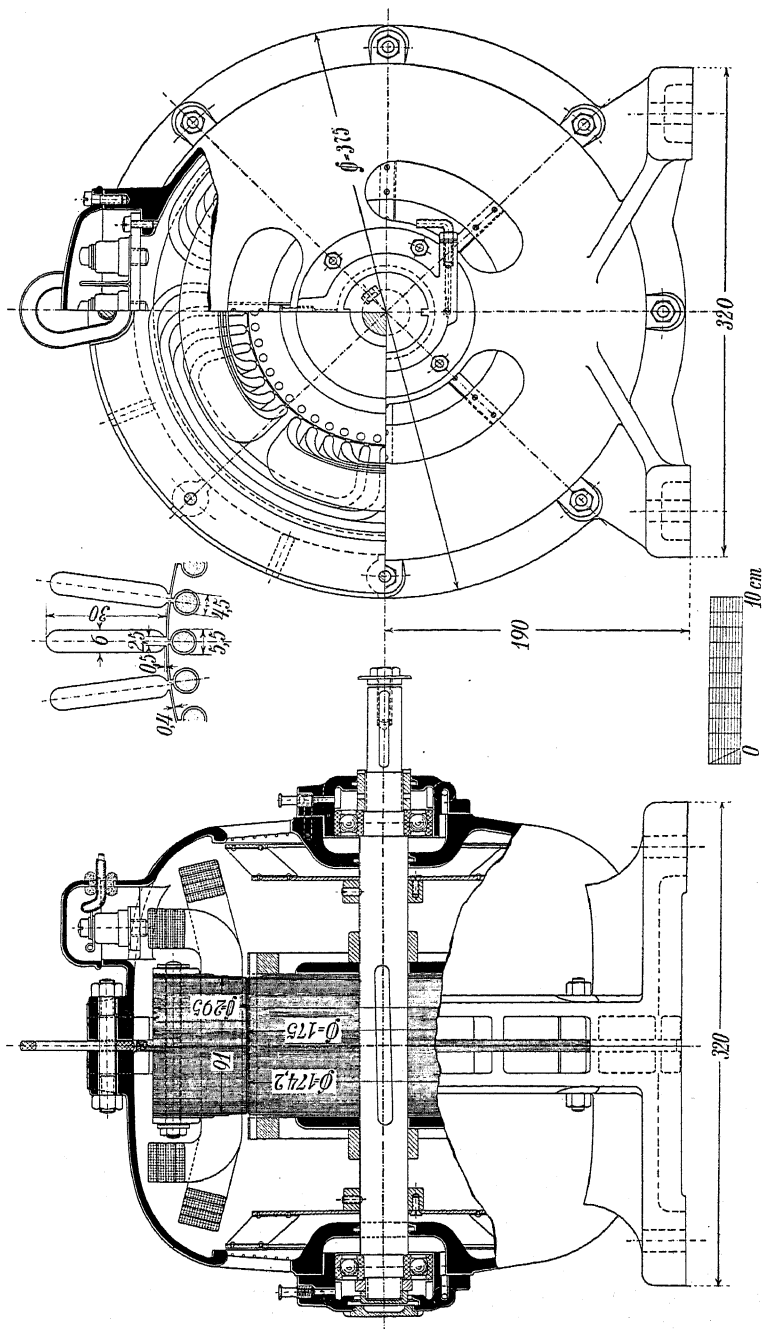


Fig. 225.

Fig. 224.

Fig. 224 und 225. Dreiphasenmotor der A.-G. Volta, Reval. 1 PS, 750 Umdrehungen. 25 Perioden, 233 Volt.

Hauptdaten der Maschine. (Siehe Tabelle S. 418, Nr. 2.)

Stator:		Rotor:	
Polzahl	4	Käfiganker	
Spannung einer Phase	133 Volt	Luft Raum einseitig	0,4 mm
Strom einer Phase	27,5 Amp.	Durchmesser außen	17,42 cm
Durchmesser außen	29,5 cm	„ innen	3,0 „
„ innen	17,5 „	Eisenlänge mit Luft-	
Eisenlänge	9,1 „	schlitzen	9,5 „
Nutenzahl	48	Eisenlänge ohne Luft-	
Nuten pro Pol und		schlitze	9,1 „
Phase	4	Nutenzahl	50
Leiter in einer Nut	42 und 39	Leiter in einer Nut	1
Nutenabmessungen	6×30 mm	Nutenabmessungen	ϕ 5,5 mm
Leiterabmessungen	ϕ 1,1/1,4 „	Leiterabmessungen	ϕ 4,5 „
Windungen in Serie			
einer Phase	324		

Aktiengesellschaft Brown, Boveri & Co., Baden, Schweiz.
Dreiphasenmotor, 40 PS., 1000 Umdr. i. d. Min. (Fig. 226 und 227.)

Die Konstruktion stimmt im wesentlichen mit der in den Figuren 220 und 221 dargestellten überein. Der Ventilator, der die axiale Lüftung des Motors bewirkt, sitzt auf der Nabe hinter den Schleifringen.

Der Rotor ist mit Kurzschluß- und Bürstenabhebevorrichtung ausgeführt, deren Konstruktion Fig. 228a bis d zeigen. Beim Lauf des Motors wird die leitende Verbindung zwischen den Schleifringen durch zwei federnde Spiralschleifringe R_1 und R_2 aus Kupfer hergestellt, die beim Anlassen voneinander isoliert je unter einen Schleifring zu liegen kommen. Die Verschiebung der Ringe wird mittels einer auf der Welle beweglichen Muffe bewirkt. Der Hebel zum Bewegen der Muffe hebt die Bürsten zwangsläufig von den Schleifringen ab, sobald die Wicklung kurzgeschlossen ist. Es fließt somit während des Abhebens kein Strom zu den Bürsten, so daß Funkenbildung vermieden ist. Ebenso werden die Bürsten vor Öffnen des Kurzschlusses zwangsläufig aufgelegt.

Das Gesamtbild des Motors gibt Fig. 229.

Hauptdaten der Maschine. (Siehe Tabelle S. 418, Nr. 12.)

Stator:		Rotor:	
Polzahl	6	Durchmesser innen	36,15 cm
Spannung einer Phase	120 Volt	Eisenlänge mit Luft-	
Strom einer Phase	103 Amp.	schlitzen	24 „
Durchmesser außen	53 cm	Eisenlänge ohne Luft-	
		schlitze	24 „

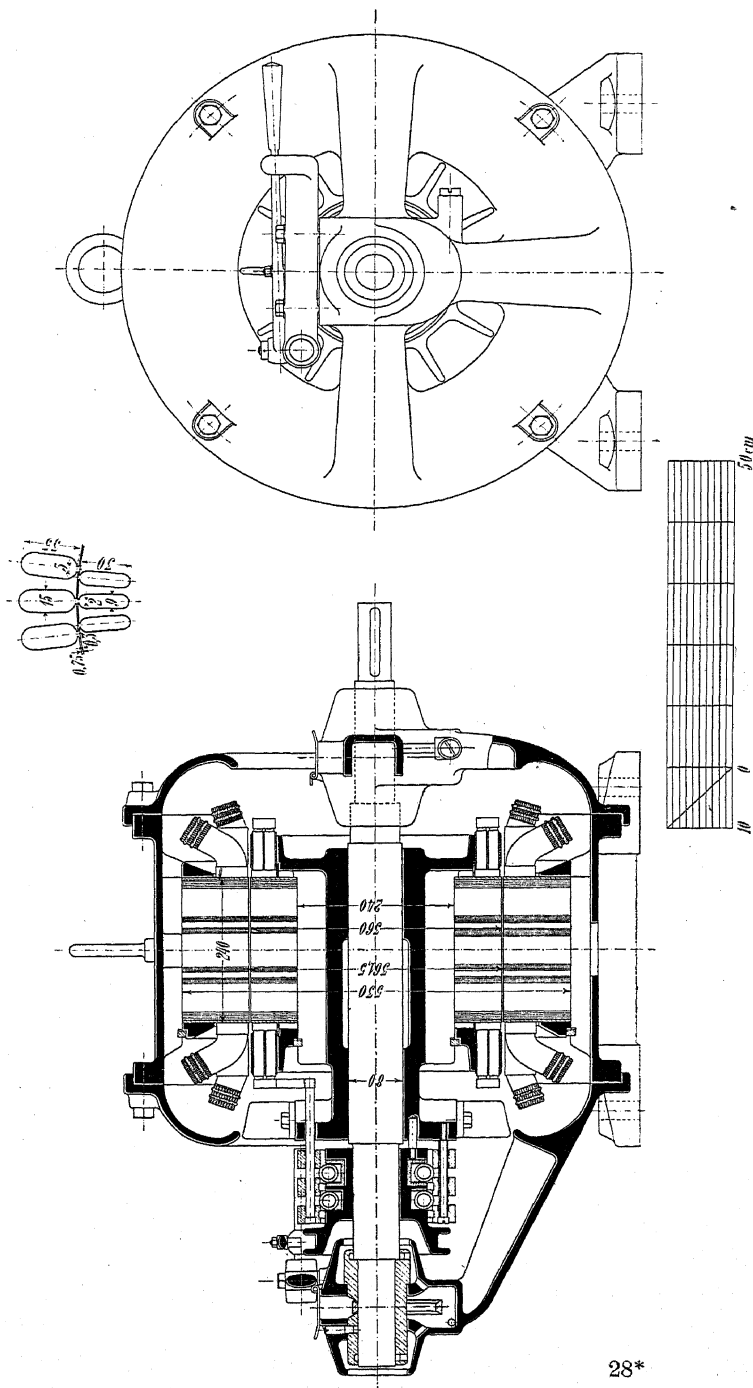
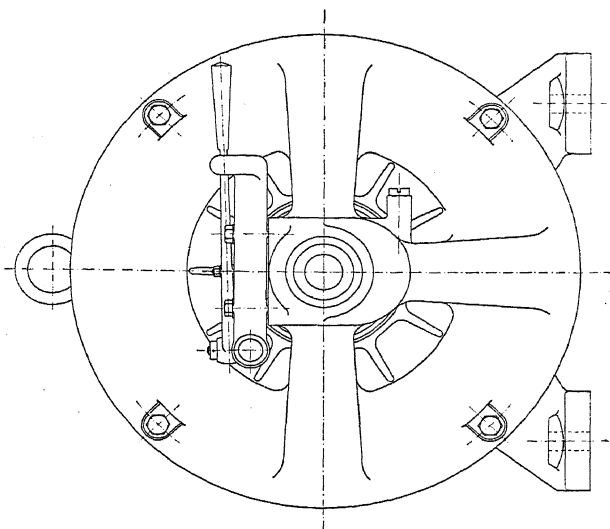


Fig. 226.

Fig. 226 und 227. Dreiphasenmotor der A.-G. Brown, Boveri & Co. 40 PS, 1000 Umdrehungen. 120 Volt, 50 Perioden.



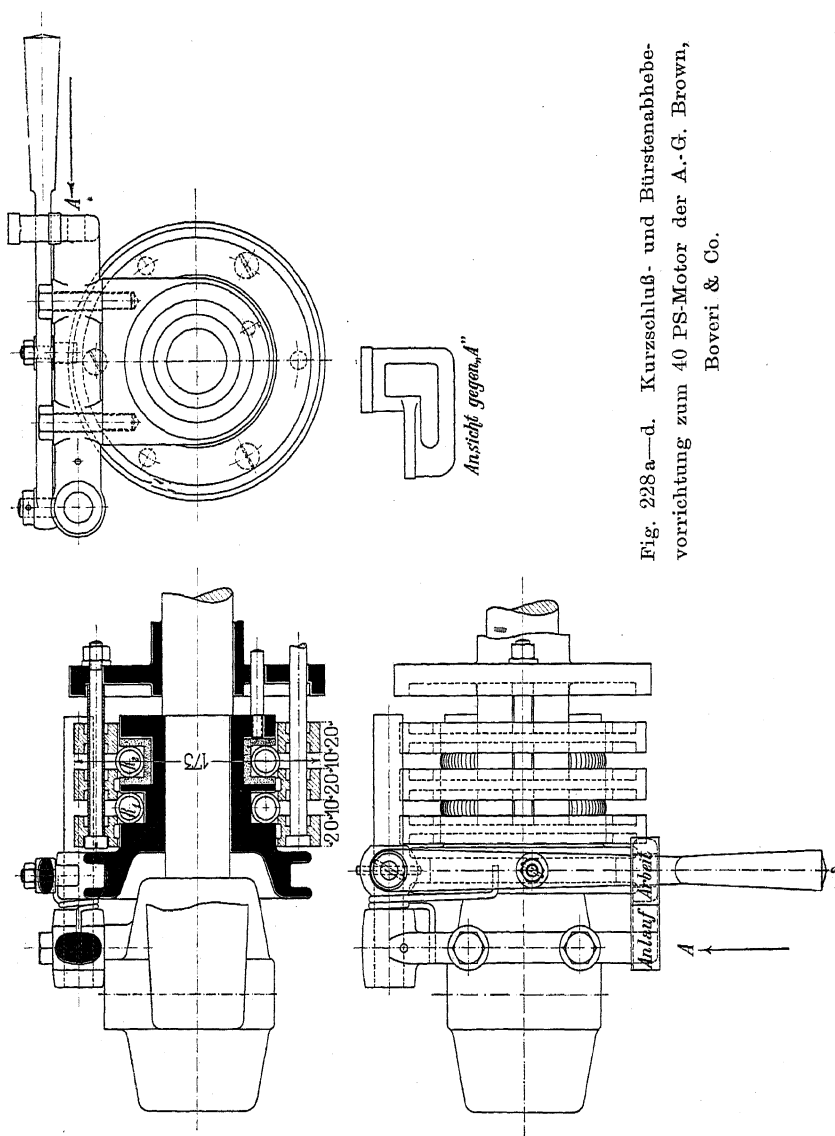


Fig. 228 a—d. Kurzschluß- und Bürstenabhebe-
vorrichtung zum 40 PS-Motor der A.-G. Brown,
Boveri & Co.

Nutenzahl	54
Nuten pro Pol und Phase	3
Leiter in einer Nut	4
Nutenabmessungen	15 × 35 mm
Leiterquerschnitt	44,6 mm ²
Windungen in Serie einer Phase	36

Rotor:	
Phasenzahl	3
Spannung einer Phase	80 Volt
Strom einer Phase	131 Amp.
Luftraum einseitig	0,75 mm
Durchmesser außen	36 „
„ innen	24 „

Eisenlänge mit Luft-	
schlitzen	24 mm
Eisenlänge ohne Luft-	
schlitze	24 „
Nutenzahl	72
Nuten pro Pol und Phase	4
Leiter in einer Nut	2
Nutenabmessungen	9×30
Leiterquerschnitt	$52,2 \text{ mm}^2$
Windungen in Serie	
einer Phase	24

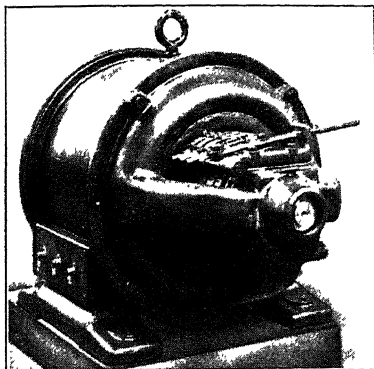


Fig. 229. 40 PS-Motor der A.-G.
Brown, Boveri & Co.

Motor mit angebauter Anlaßvorrichtung von Brown, Boveri & Co. Um besondere Schalttafeln und alle Verbindungen zwischen Motor und Schalttafel zu vermeiden und um den Motor mit der Anlaßvorrichtung zu einem selbständigen Ganzen zu vereinigen, ist es in vielen Fällen zweckmäßig, die Anlaßvorrichtung fest mit dem Motor zu verbinden.

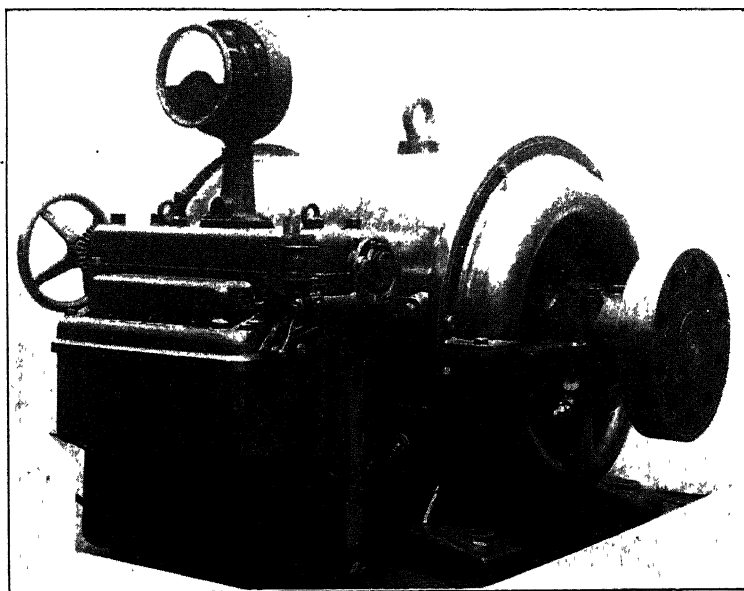


Fig. 230. Brown, Boveri & Co. 17,5 PS-Dreiphasenmotor mit Tropfwasserschutz, 500 Volt, 50 Perioden, 1500/1460 Umdrehungen mit angebaudem Anlasser und Statorschalter mit automatischer Auslösevorrichtung und aufgebaudem Ampere-meter.

In Fig. 230 u. 231 sind zwei Ausführungsformen der A.-G. Brown, Boveri & Co. solcher Motoren dargestellt. Fig. 232 stellt die Ansicht des angebauten Anlассers bei abgehobenem Schutzgehäuse dar.

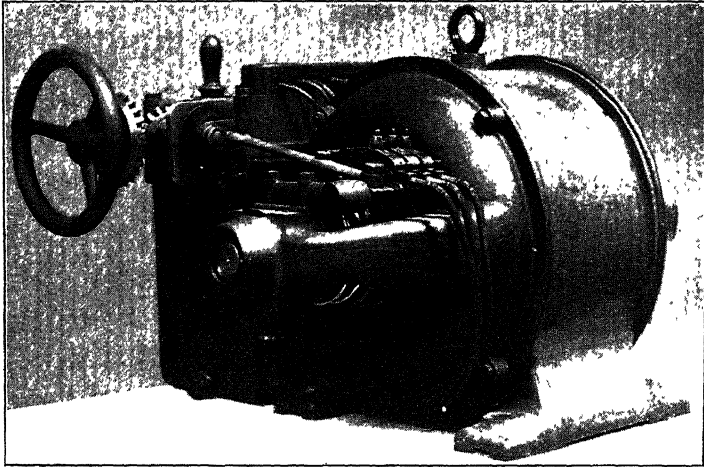


Fig. 231. Brown, Boveri & Co. 4 PS-Dreiphasenmotor mit Phasenanker und Schleifringen und angebautem Anlассer. 1500 Umdreh., 190 Volt, 50 Perioden.

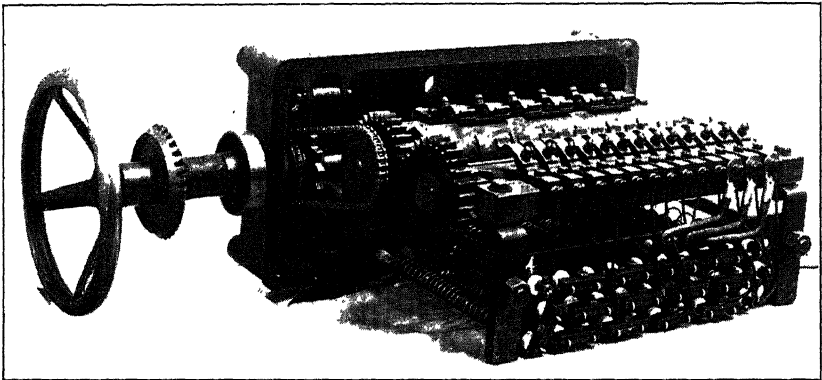


Fig. 232. Brown, Boveri & Co. Innenansicht eines Anlассers mit Stator- und Rotorwalze zum Anbau an das Motorgehäuse (für Dreiphasen-Wechselstrom).

Es sind zwei mit Zahnrädern gekuppelte Schaltwalzen vorhanden. Die Statorschaltwalze dient zum Ein- und Ausschalten des Netzstromes und die Rotorschaltwalze zur Schaltung der Widerstände. Beim Anlassen und Abstellen des Motors ist ein einziges

Handrad zu betätigen. Die verschiedenen Schaltungsphasen folgen zwangsläufig in richtiger Reihenfolge aufeinander, also beim Anlassen: Einschalten der Statorwicklung, Abschalten der Widerstände, Kurzschließen der Schleifringe und Abheben der Bürsten. Damit das Anlassen genügend langsam erfolgt, ist ein Sperrad vorgesehen, das durch eine kräftig wirkende Klinke derart festgehalten wird, daß nur ein ruckweises Bewegen des Handrades möglich ist.

Die Konstruktion der Kurzschluß- und Bürstenabhebevorrichtung stimmt mit der in Fig. 228a bis d dargestellten überein.

Gekapselter und gelüfteter Motor von 45 PS, 750 Umdr. i. d. Min. von Brown, Boveri & Co. Einen Motor, der für den Antrieb

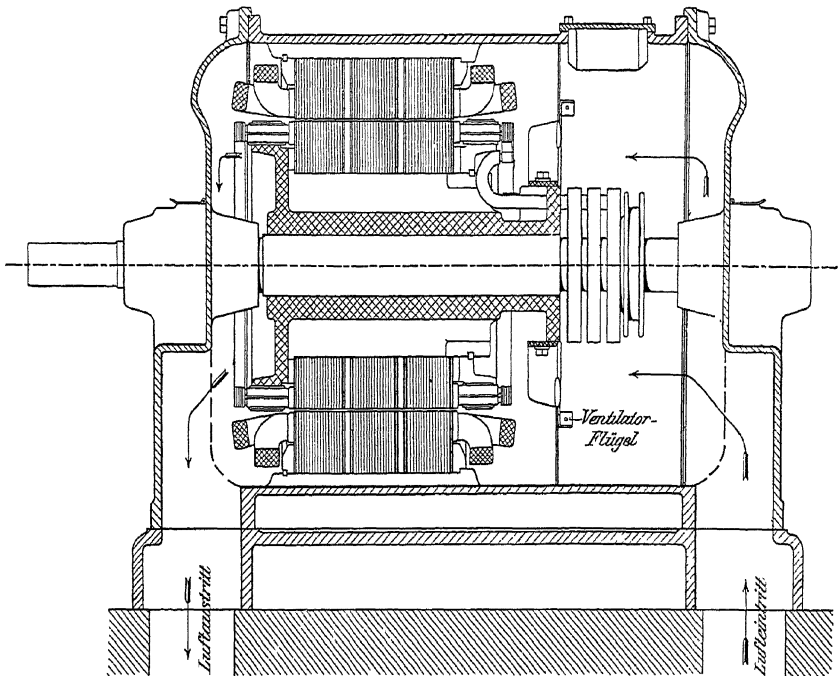


Fig. 233. Dreiphasenmotor der A.-G. Brown, Boveri & Co. mit gasdichter Kapselung. 45 PS, 220 Volt, 750 Umdrehungen. Maßstab 1:10.

von Pumpen einer Benzolfabrik bestimmt ist und wegen der hohen Explosionsgefahr eingeschlossen werden mußte, stellt Fig. 233 dar. Der Motor (sog. Durchzugstype) saugt mittels eines eingebauten Ventilators frische Luft von außen an, treibt sie in axialer Richtung durch den Motor und die erwärmte Luft durch einen zweiten Anschlußstutzen wieder ins Freie.

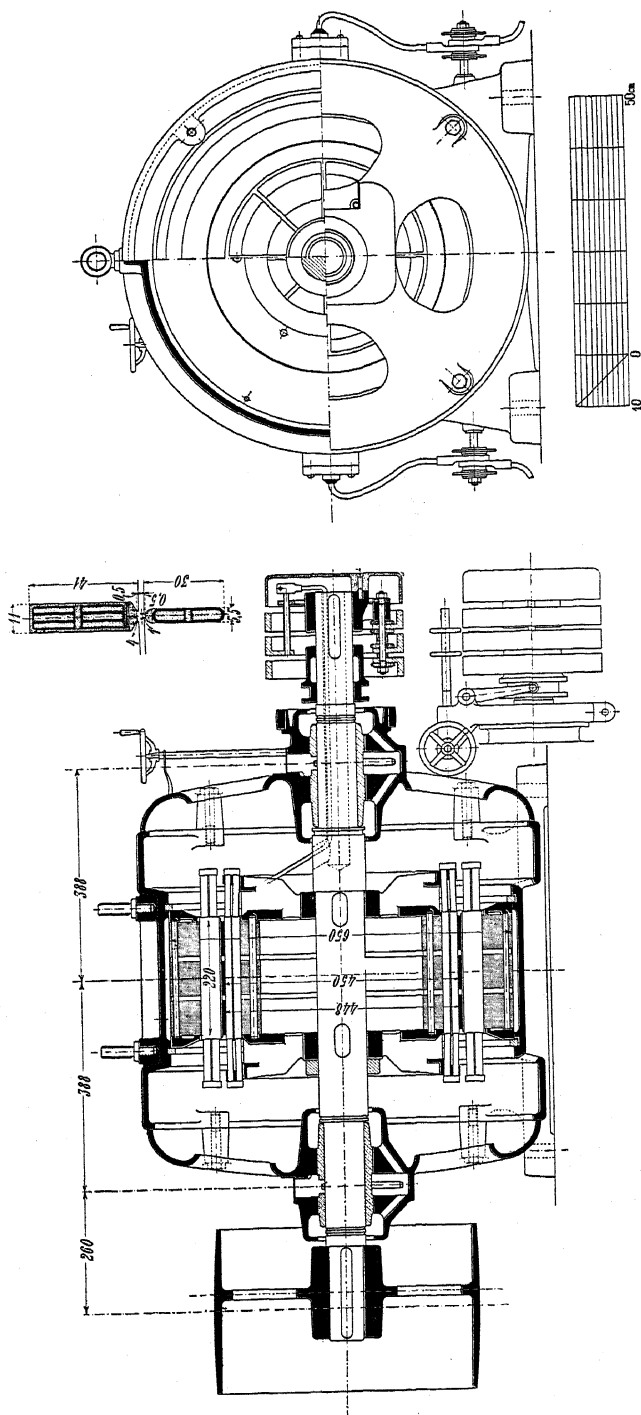


Fig. 234.

Fig. 235.

Fig. 234 und 235. Dreiphasenmotor der Ver. Elektrizitäts-A.-G., Wien. 52 PS, 650 Umdrehungen, 330 Volt, 43,5 Perioden.

Vereinigte Elektrizitäts-Aktiengesellschaft, Wien. Dreiphasenmotor, 52 PS 650 Umdr. i. d. Min. 43,5 Per., 330 Volt. (Fig. 234 und 235.)

Die Schleifringe sind bei dieser Lagerschildtype außerhalb des Lagers angeordnet, wodurch ein kürzerer Lagerabstand erreicht wird; andererseits muß die Welle zur Aufnahme der Verbindungen zwischen Rotorwicklung und Schleifringen durchbohrt werden.

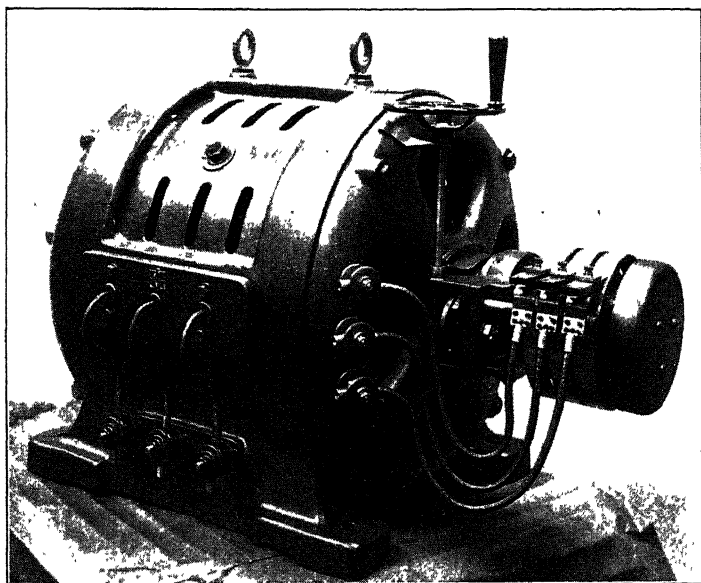


Fig. 236. 130 PS-Motor der Ver. Elektrizitäts-A.-G., Wien.

Auch bei diesem Motor ist eine Kurzschluß- und Bürstenabhebevorrichtung vorgesehen, wie dies im allgemeinen bei Dauerbetrieb zur Vermeidung der Abnutzung von Schleifringen und Bürsten, sowie des Verlustes durch Bürstenreibung angebracht ist. Stator und Rotor haben aufgeschnittene Gleichstrom-Reihenwicklungen mit sechs bzw. zwei Stäben in jeder Nut.

Fig. 236 gibt das Bild eines Dreiphasenstrommotors gleicher Bauart für eine Leistung von 130 PS bei 1500 Umdr. i. d. Min., 50 Per. und 5000 Volt.

Hauptdaten der Maschine. (Siehe Tabelle S. 418, Nr. 13.)

Stator:	Strom einer Phase	84 Amp.
Polzahl 8	Durchmesser außen	65 cm
Spannung einer Phase 190 Volt	„ innen	45 „

Eisenlänge mit Luftschlitzen	22 cm	Luftraum einseitig	1 mm
Eisenlänge ohne Luftschlitze	20 „	Durchmesser außen	44,8 cm
Nutenzahl	81	„ innen	31 „
Wellenwicklung		Eisenlänge mit Luftschlitzen	22 „
Leiter in einer Nut	6	Eisenlänge ohne Luftschlitze	20 „
Nutenabmessungen	11 × 41 mm	Nutenzahl	119
Leiterabmessungen	2 × 15 „	Wellenwicklung	
Windungen in Serie einer Phase	81	Leiter in einer Nut	2
Rotor:		Nutenabmessungen	5,5 × 30
Phasenzahl	3	Leiterabmessungen	3,5 × 11
Spannung einer Phase	94 Volt	Windungen in Serie einer Phase	39
Strom einer Phase	149 Amp.		40
			40

Maschinenfabrik Esslingen: Dreiphasenmotor, 150 PS, 750 Umdr. i. d. Min. 50 Per., 3600 Volt. (Fig. 237 und 238.)

Die Figuren stellen einen kräftig konstruierten Motor mit Grundplatte und zwei Lagerböcken dar. Die Ausbildung des Rotorkörpers ermöglicht reichliche Ventilation des Eisens und der Wicklung. Diese ist im Rotor als abgeänderte Gleichstromreihenwicklung ausgeführt.

Der Motor ist mit einer Kurzschluß- und Bürstenabhebevorrichtung ausgerüstet.

Hauptdaten der Maschine. (Siehe Tabelle S. 418, Nr. 16).

Stator:		Leiterabmessungen	
Polzahl	8	ϕ 3,2/3,5 „	
Spannung einer Phase	2080 Volt	Windungen in Serie	
Strom einer Phase	22 Amp.	einer Phase	372
Durchmesser außen	90 cm	Rotor:	
„ innen	65,02 „	Phasenzahl	3
Eisenlänge mit Luftschlitzen	26 „	Spannung einer Phase	224 Volt
Eisenlänge ohne Luftschlitze	24 „	Strom einer Phase	181 Amp.
Nutenzahl	72	Luftraum einseitig	0,85 mm
Nuten pro Pol und Phase	3	Durchmesser außen	64,85 cm
Leiter in einer Nut	31	„ innen	47 „
Nutenabmessungen		Eisenlänge mit Luftschlitzen	26 „
	15,5 × 50 mm	Eisenlänge ohne Luftschlitze	24 „

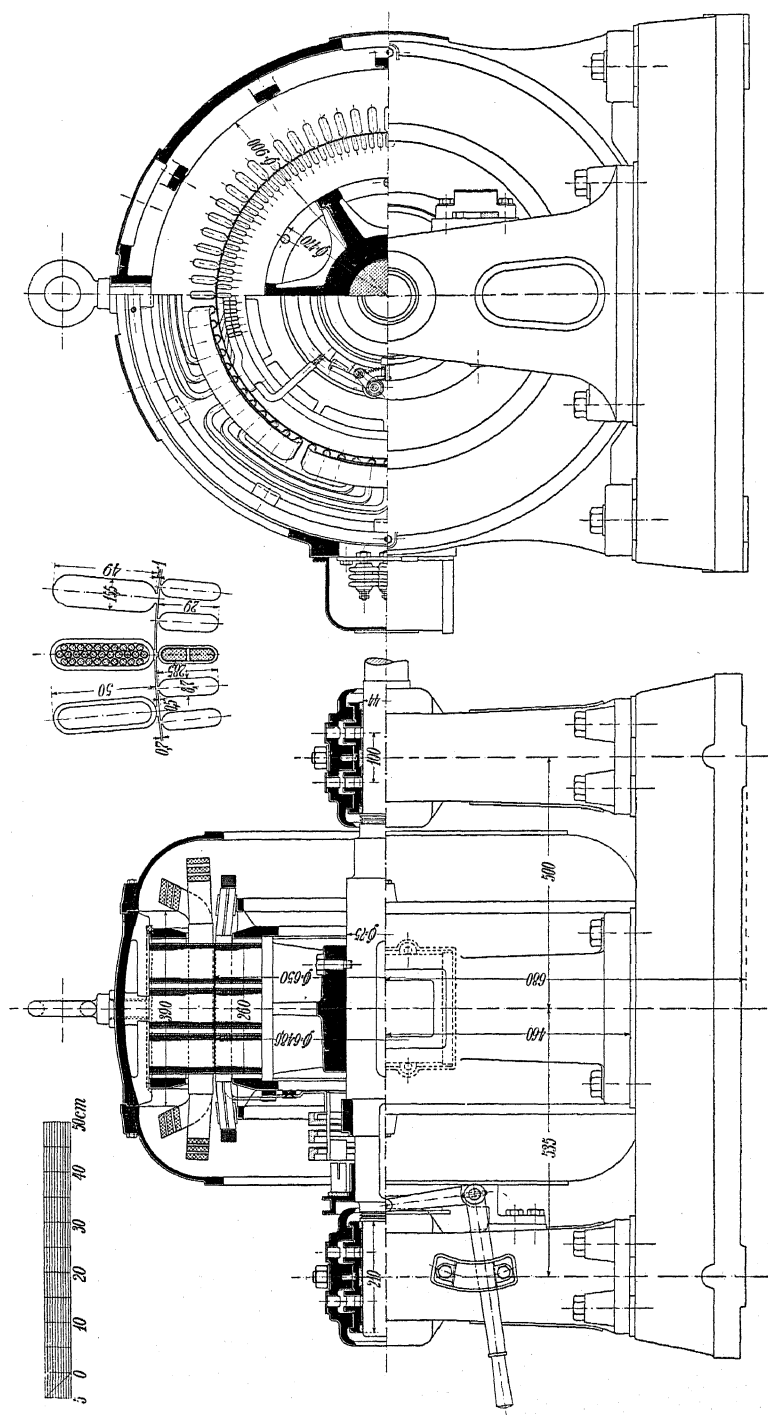


Fig. 238.

Fig. 237.

Fig. 237 und 238. Dreiphasenmotor der Maschinenfabrik Esslingen. 150 PS, 750 Umdrehungen. 50 Perioden, 3600 Volt.

Nutenzahl	120	Nutenabmessungen	$8,7 \times 29$ mm
Nuten pro Pol und Phase	5	Leiterabmessungen	6×12 „
Leiter in einer Nut	2	Windungen in Serie einer Phase	40

Gesellschaft für elektrische Industrie, Karlsruhe i. B. Dreiphasenmotor, 250 PS, 500 Umdr. i. d. Min. 50 Per., 3000 Volt.
(Siehe Tafel I und II.)

Die aufgeschnittene Gleichstrom-Seriewicklung des Rotors ist als Mantelwicklung ausgebildet, je zwei Stäbe werden von einem Kupferbügel zusammengehalten. Die Blechsegmente für Stator und Rotor sind von Kreisen mit gleichen Halbmessern begrenzt, damit die Blechtafeln möglichst vollständig ausgenützt werden.

In der Tafel II ist die Kurzschluß- und Bürstenabhebevorrichtung in größerem Maßstabe aufgezeichnet. An den Schleifringen ist je ein Kontaktstift *K* aus Messing befestigt. Zum Kurzschließen der Rotorwicklung wird die Kurzschlußmuffe *M* mittels des in der Bürstenbrille gelagerten Hebels *H* gegen die Schleifringe bewegt, wobei die Kontaktstifte in entsprechende Rotgußbüchsen der Kurzschlußmuffe eingeschoben werden. Bei dieser Bewegung des Hebels *H* werden gleichzeitig die Bürstenstifte gedreht und dadurch die Bürsten von den Schleifringen abgehoben. Hierzu ist der Hebel *H* mit einer nutenartigen Führung versehen, deren Form durch den Schnitt *a—b* dargestellt ist. In dieser Führung bewegt sich der auf dem Bürstenstift aufgekeilte Nippel *N*, so daß bei Bewegung des Hebels *H* eine Drehung der Bürstenstifte erfolgt.

Hauptdaten der Maschine. (Siehe Tabelle S. 418, Nr. 19).

Stator:		Leiterabmessungen	
Polzahl	12	$2 \times \phi 3,35$ „	
Spannung einer Phase	1730 Volt	Windungen in Serie	
Strom einer Phase	44 Amp.	einer Phase	360
Durchmesser außen	137 cm		
„ innen	112 „		
Rotor:			
Eisenlänge mit Luftschlitzen	26 „	Phasenzahl	3
Eisenlänge ohne Luftschlitze	24 „	Spannung einer Phase	289 Volt
Nutenzahl	108	Strom einer Phase	239 Amp.
Nuten pro Pol und Phase	3	Luftraum einseitig	1,5 mm
Leiter in einer Nut (total)	40	Durchmesser außen	111,7 cm
Nutenabmessungen	$22,5 \times 38$ mm	„ innen	95 „
		Eisenlänge mit Luftschlitzen	26 „

Eisenlänge ohne Luft-		Leiterabmessungen $2 \times (3 \times 14)$	
schlitze	24 cm	Windungen in Serie	
Nutenzahl	180	einer Phase	60
Nuten pro Pol und		Aufgelöste fortschrei-	
Phase	5	tende Wellenwick-	
Leiter in einer Nut	2	lung	
Nutenabmessungen	$35 \times 8,5$		

Aktiengesellschaft Brown, Boveri & Co., Baden, Schweiz.
Dreiphasenmotor, 180 PS, 315 Umdr. i. d. Min. 42 Per. 2000 Volt.
 (Siehe Tafel III.)

Das Statorgehäuse ist in axialer Richtung geteilt, an jeder Hälfte ist ein Preßring für die Bleche angegossen. Die Rotorbleche werden von zwei Preßscheiben und sechs durchgehenden schmiedeeisernen Bolzen gehalten, die zur Hälfte in die Arme und zur Hälfte in die Bleche eingreifen.

Die Kurzschluß- und Bürstenabhebevorrichtung ist von der gleichen Konstruktion wie die in den Fig. 228a bis d dargestellte.

Hauptdaten der Maschine. (Siehe Tabelle S. 418, Nr. 20.)

Stator:		Rotor:	
Polzahl	16	Phasenzahl	3
Spannung einer Phase	1150 Volt	Spannung einer Phase	256 Volt
Strom einer Phase	48 Amp.	Strom einer Phase	184 Amp.
Durchmesser außen	154 cm	Luftraum einseitig	1,4 mm
„ innen	125,28 „	Durchmesser außen	125 cm
Eisenlänge mit Luft-		„ innen	105 „
schlitzen	28 „	Eisenlänge mit Luft-	
Eisenlänge ohne Luft-		schlitzen	28 „
schlitze	24 „	Eisenlänge ohne Luft-	
Nutenzahl	144	schlitze	24 „
Nuten pro Pol und		Nutenzahl	192
Phase	3	Nuten pro Pol und	
Leiter in einer Nut	12	Phase	4
Nutenabmessungen	17×47 mm	Leiter in einer Nut	2
Leiterabmessungen	$\phi 4,8$ „	Nutenabmessungen	11×35 mm
Windungen in Serie		Leiterabmessungen	7×12
einer Phase	288	Windungen in Serie	
		einer Phase	64

Ateliers de Constructions Electriques de Charleroi. Drei-
phasenmotor, 750 PS, 250 Umdr. i. d. Min. 50 Per., 6300 Volt
 (Siehe Tafel IV.)

Der Motor gehört zu einem Motorgeneratoraggregat und steht mit dem Gleichstromgenerator für 500 KW und 550—600 Volt auf

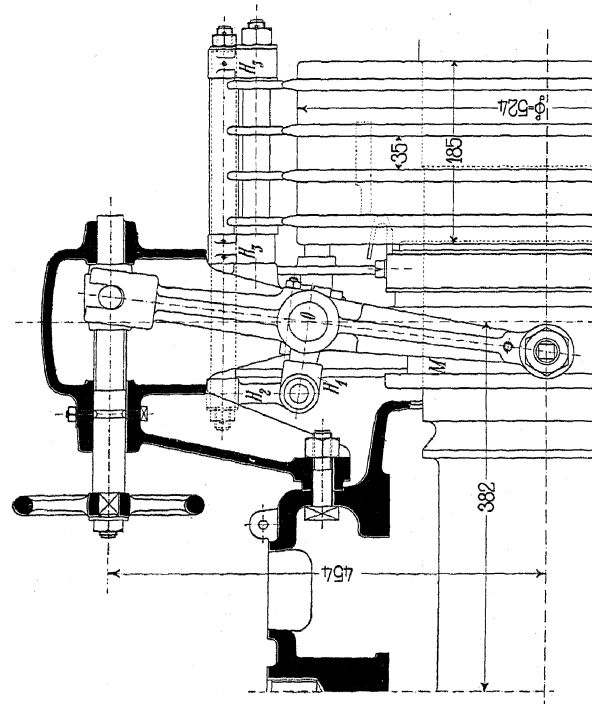


Fig. 239.

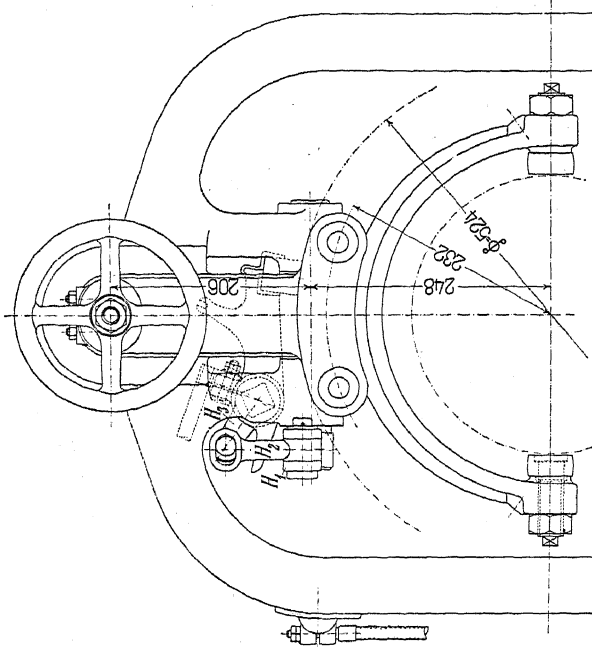


Fig. 240.

Fig. 239 und 240. Kurzschluß- und Bürstenabhebevorrichtung zum 750 PS-Motor der Ateliers de Constructions Electriques de Charleroi (siehe auch Tafel IV).

gemeinsamer Grundplatte. Das Statorgehäuse von kastenförmigem Querschnitt ist in einem Stück gegossen und durch axiale und radiale Rippen versteift. Der kräftige Rotorstern faßt die Bleche mittels eingefräster schwalbenschwanzförmiger Nuten. Die Drahtwicklung des Stators ist durch 3,5 mm dicke Mikanitröhren isoliert. Der Rotor hat eine umlaufende Stabwicklung mit vier Nuten pro Pol und Phase. Die Verbindungen zwischen je zwei Stäben werden durch Gabeln hergestellt, die gegen die Wirkung der Fliehkraft durch zwei Ringe isoliert festgehalten werden.

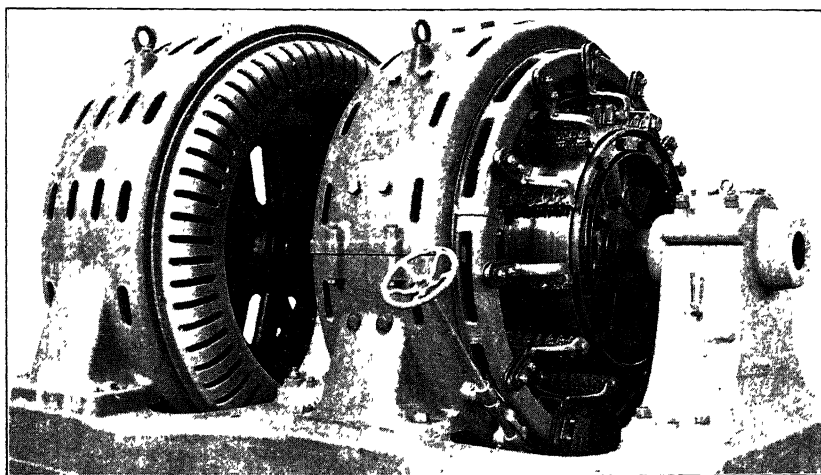


Fig. 241. Motorgenerator der Ateliers de Constructions Electriques de Charleroi. 750 PS, 250 Umdrehungen.

In Fig. 239 und 240 ist die Kurzschluß- und Bürstenabhebevorrichtung in größerem Maßstab gezeichnet. Mittels eines Handrades wird die Gabel zur Verschiebung der Kurzschlußmuffe bewegt. Die Gabel dreht sich um die feste Achse O . Ihre Drehung wird mittels der Hebel H_1 , H_2 und H_3 auf den Bürstenstift derart übertragen, daß die Bürsten abgehoben werden, nachdem die Kurzschlußmuffe M eingerückt ist. Fig. 241 gibt das Gesamtbild des Motorgenerators mit der Gleichstrommaschine im Vordergrund.

Hauptdaten der Maschine. (Siehe Tabelle S. 418, Nr. 24.)

	Stator:	Durchmesser innen	195 cm
Polzahl	24	Eisenlänge mit Luft-	
Spannung einer Phase	3650 Volt	schlitzen	45 „
Strom einer Phase	63 Amp.	Eisenlänge ohne Luft-	
Durchmesser außen	230 cm	schlitze	39 „

Nutenzahl	216	Luftraum einseitig	1,5 mm
Nuten pro Pol und Phase	3	Durchmesser außen	194,7 cm
Leiter in einer Nut	12	„ innen	175 „
Nutenabmessungen		Eisenlänge mit Luftschlitzen	45 „
	$10,5 \times 60$ mm	Eisenlänge ohne Luftschlitze	39 „
Leiterquerschnitt	$17,2$ mm ²	Nutenzahl	360
Windungen in Serie einer Phase	432	Nuten pro Pol und Phase	5
		Leiter in einer Nut	1
		Nutenabmessungen	10×27 mm
Rotor:		Leiterquerschnitt	108 mm ²
Phasenzahl	3	Windungen in Serie einer Phase	60
Spannung einer Phase	507 Volt		
Strom einer Phase	400 Amp.		

Ganzsche Elektrizitäts-Aktiengesellschaft. Dreiphasenmotor, 450 PS, 57 Umdr. i. d. Min. 21 Per., 500 Volt. (Siehe Tafel V.)

Die Figuren der Tafel V stellen einen Motor mit Lagerschilden von großen Abmessungen dar, die durch die große Leistung und die kleine Umdrehungszahl bedingt sind. Das Gehäuse, der Rotorkörper und die Lagerschilde sind zweiteilig ausgeführt, der Rotorkörper dient auch als Schwungrad. Das Statorgehäuse ruht auf zwei seitlich angeschraubten Füßen. Am Gehäuse und am Rotorkörper sind Bolzen von trapezförmigem Querschnitt angeschraubt, auf welche die entsprechend ausgeschnittenen Bleche aufgeschoben sind.

Die Lagerschalen ruhen auf einer Keilplatte, so daß der Rotor durch Verschieben dieser Platte zentriert werden kann.

Hauptdaten der Maschine. (Siehe Tabelle S. 418, Nr. 26.)

Stator:		Leiter in einer Nut	1
Polzahl	44	Nutenabmessungen	$13,5 \times 23$ mm
Spannung einer Phase	290 Volt	Leiterabmessungen	$10,5 \times 17,5$ „
Strom einer Phase	468 Amp.	Windungen in Serie einer Phase	110
Durchmesser außen	440 cm		
„ innen	423,2 „		
Eisenlänge mit Luftschlitzen	31 „		
Eisenlänge ohne Luftschlitze	31 „	Rotor:	
Nutenzahl	660	Phasenzahl	3
Nuten pro Pol und Phase	5	Spannung einer Phase	290 Volt
		Strom einer Phase	410 Amp.
		Luftraum einseitig	2 mm

Durchmesser außen	467,5 cm	Nuten pro Pol und Phase	5
„ innen	422,8 „	Leiter in einer Nut	1
Eisenlänge mit Luftschlitzen	31 „	Nutenabmessungen	$13,5 \times 23 \text{ mm}$
Eisenlänge ohne Luftschlitze	31 „	Leiterabmessungen	$10,5 \times 17,5 \text{ „}$
Nutenzahl	660 „	Windungen in Serie einer Phase	110

Maschinenfabrik Oerlikon. Dreiphasenmotor, 570 PS, 75 Umdr. i. d. Min. 22,5 Per., 1900 Volt. (Siehe Tafel VI.)

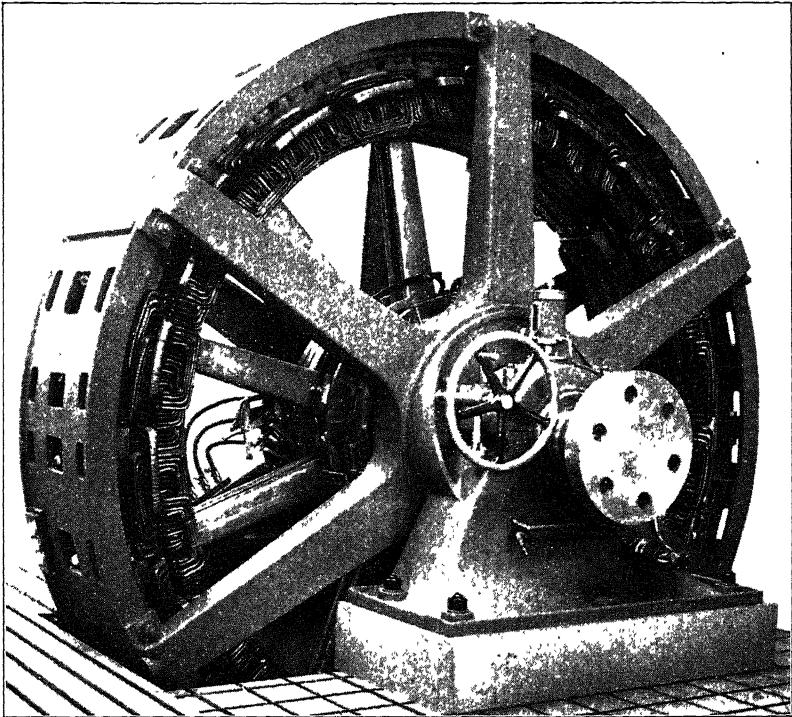


Fig. 242. Dreiphasenmotor der Maschinenfabrik Oerlikon.

Der Motor dient zum Antrieb einer langsam laufenden, direkt gekuppelten Triplex-Wasserpumpe. Das Statorgehäuse wird von zwei Armsystemen getragen, deren Naben auf je einer am Lager angegossenen Manschette befestigt sind. Nach Lösen der Schrauben kann das Statorgehäuse auf den Manschetten gedreht werden, so daß die unten liegenden Spulen zur Vornahme von Reparaturen leicht nach oben gebracht werden können.

Die Schleifringe sind an den Armen des Rotorsternes befestigt und mit Kurzschluß- und Bürstenabhebevorrichtung versehen. Die Lagerschmierung erfolgt automatisch durch zwei besondere Ölpumpen.

Die Fig. 242 und 243 geben Photographien von Dreiphasenmotoren ähnlicher Bauart derselben Firma.

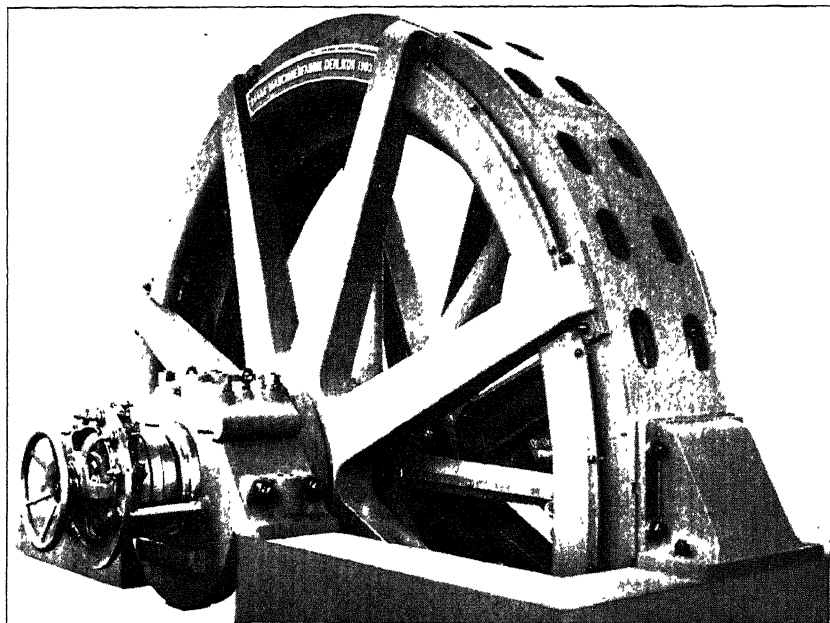


Fig. 243. Dreiphasenmotor der Maschinenfabrik Oerlikon.

Hauptdaten der Maschine. (Siehe Tabelle S. 418, Nr. 25.)

Stator:		Rotor:	
Polzahl	36	Phasenzahl	3
Spannung einer Phase	1900 Volt	Spannung einer Phase	440 Volt
Strom einer Phase	101 Amp.	Strom einer Phase	492 Amp.
Durchmesser außen	365 cm	Luftraum einseitig	1,5 mm
„ innen	330 „	Durchmesser außen	329,7 cm
Eisenlänge mit Luftschlitzen	37 „		
Eisenlänge ohne Luftschlitze	35,2 „		
Nutenzahl	324		
Nuten pro Pol und Phase	3		
		Leiter in einer Nut	8
		Nutenabmessungen	16 × 50 mm
		Leiterquerschnitt	3 × (ϕ 3,8/4,4) mm
		Windungen in Serie einer Phase	432

Durchmesser innen	302 cm	Leiter in einer Nut	1
Eisenlänge mit Luft-		Nutenabmessungen	
schlitzen	37 „		$13 \times 32,5 \text{ mm}$
Eisenlänge ohne Luft-		Leiterquerschnitt	194 mm^2
schlitze	35,2 „	Windungen in Serie	
Nutenzahl	432	einer Phase	72
Nuten pro Pol und Phase	4		

Maschinenfabrik Oerlikon. Dreiphasenmotor, 200—500 PS, 150—375 Umdr. i. d. Min. 500 Volt, 242 bis 510 Amp.

Auf Taf. VII ist ein Dreiphasenmotor mit Polumschaltung für vier verschiedene Geschwindigkeiten dargestellt. Die Veränderung der Polzahl wird in der Weise erreicht, daß in den gleichen Nuten des Stators und Rotors zwei voneinander getrennte Wicklungen untergebracht sind, von denen die eine auf die Polzahlen 16 und 32, die andere auf die Polzahlen 20 und 40 schaltbar ist. Die einzelnen Wicklungen sind als Gleichstromschleifenwicklungen mit verkürztem Schritt für die kleinere und einem Schritt gleich der Polteilung für die größere Polzahl ausgeführt (s. Bd. III, S. 130 u. f.). Für jede der beiden Rotorwicklungen sind fünf Schleifringe angeordnet, indem zwei Wicklungsenden der getrennten Wicklungen miteinander verbunden werden.

Zur Lüftung des Motors ist auf beiden Seiten des Rotorkörpers ein Ventilator angeordnet. Die beiden Ventilatoren treiben die Luft durch die Schlitze und über die Spulenköpfe von Rotor und Stator nach dem äußeren Motorgehäuse.

Fig. 244 gibt ein Gesamtbild dieses Motors.

Für den Motor werden folgende Werte garantiert:

Polzahl	16 .	20	32	40
Wirkungsgrad bei Vollast .	93%	90%	87%	88%
„ „ Halblast	90%	87%	86%	85%
$\cos \varphi$ bei Vollast	0,9	0,85	0,82	0,8
$\cos \varphi$. Halblast	0,85	0,8	0,74	0,7

Hauptdaten der Maschine.

Stator:		Eisenlänge mit Luft-	
Polzahl	16, 20, 32, 40	schlitzen	45 cm
Spannung einer Phase	289 Volt	Eisenlänge ohne Luft-	
Strom einer Phase	242, 292, 446,	schlitze	42 „
	510 Amp.	Nutenzahl	240
Durchmesser außen	240 cm	Wicklungsschritte für	
„ innen	200 „	16 und 32 Pole	17 und 19

Wicklungsschritte für		Leiterabmessungen
20 und 40 Pole	13 und 15	$4 \times (2,5 \times 8) \text{ mm}$
Leiter in einer Nut und		Windungen in Serie
für eine Wicklung	2	für eine Phase und
Nutenabmessungen	$15 \times 60 \text{ mm}$	Wicklung
		40 und 80

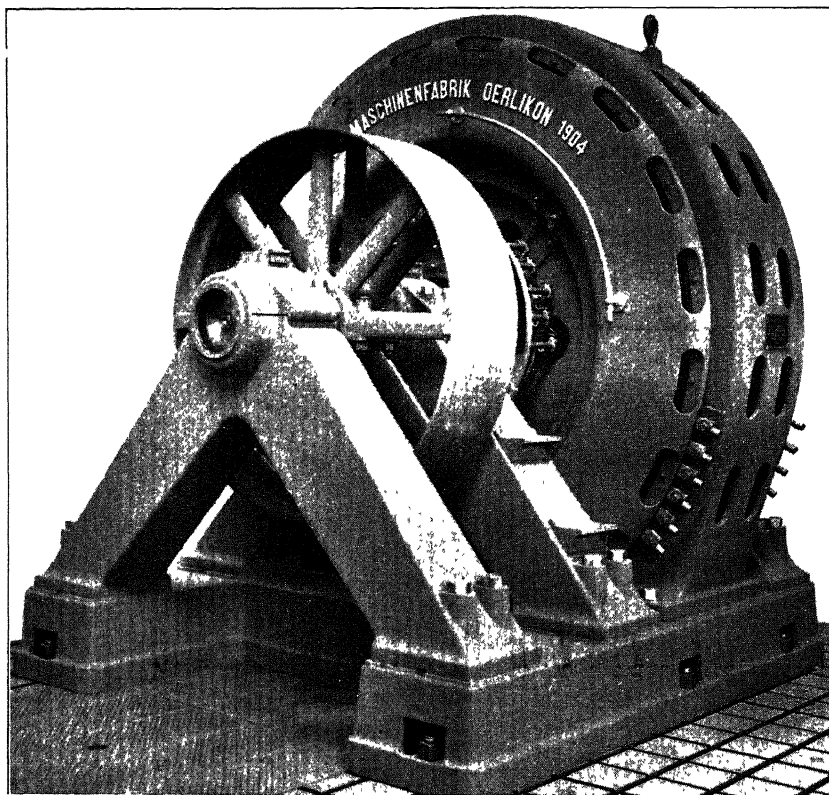


Fig. 244. Dreiphasenmotor mit Polumschaltung der Maschinenfabrik Oerlikon (siehe Tafel VII).

Rotor:		Eisenlänge ohne Luft-	
Phasenzahl	3	schlitze	42 cm
Spannung einer Phase	578 Volt	Nutenzahl	480 „
Luft Raum einseitig	1,5 mm	Wicklungsschritte für	
Durchmesser außen	199,7 cm	16 und 32 Pole	37 und 39
„ innen	159,7 „	Wicklungsschritte für	
Eisenlänge mit Luft-		20 und 40 Pole	29 und 31
schlitzen	45 „		

Leiter in einer Nut und
für eine Wicklung 2
Nutenabmessungen $7,5 \times 55$ mm
Leiterabmessungen $2,5 \times 8$ „

Windungen in Serie
für eine Phase und
Wicklung 80 und 160

Felten & Guilleaume - Lahmeyerwerke, Aktiengesellschaft,
Frankfurt a. M. Dreiphasenmotor, 650 PS, 60 Umdr. i. d. Min. 25 Per.,
2000 Volt. (Siehe Taf. VIII.)

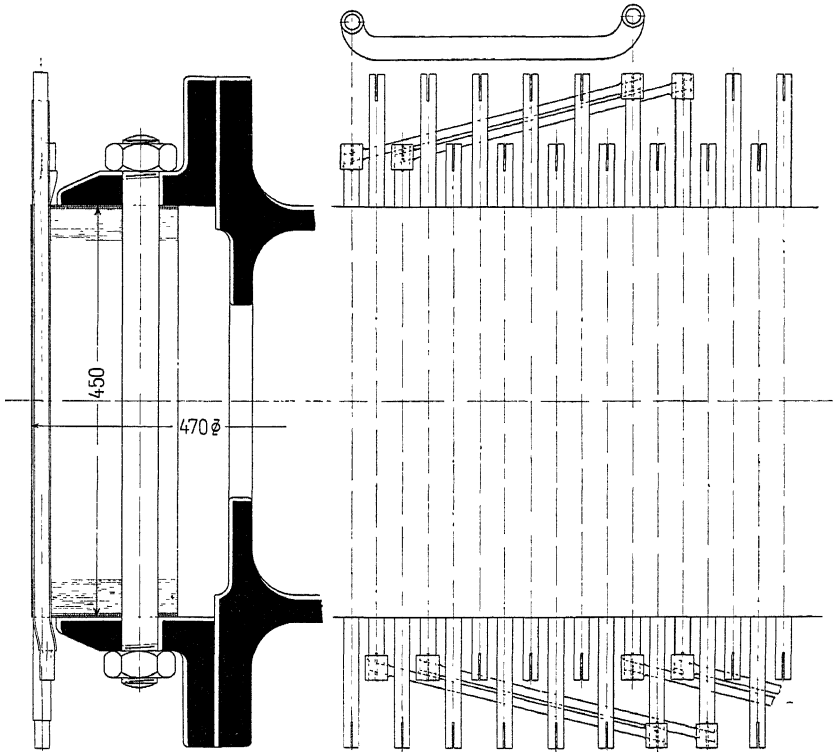


Fig. 245.

Fig. 246.

Fig. 245 und 246. Elfphasige Kurzschlußwicklung des 650 PS-Motors der Felten & Guilleaume-Lahmeyerwerke (siehe Tafel VIII).

Der Motor dient zum Betrieb der Wasserhaltung auf Zeche Rheinpreußen. Entsprechend den großen Dimensionen ist das Statorgehäuse vierteilig. Es steht auf zwei seitlich angeschraubten Füßen, die auf der Grundplatte befestigt sind. Das Statorgehäuse ist durch radiale Arme versteift, weil wegen des kleinen Luftspaltes eine Durchbiegung des Statorgehäuses verhindert werden muß. Der Rotorstern ist aus acht Stücken hergestellt, die Nabenteile sind durch schmiedeeiserne Schrumpfringe zusammengehalten. Die Welle

ist konisch, die Nabe wird mittels Spannrings und Spannschrauben gegen die Welle gepreßt.

Der Motor hat keine eigenen Lager. Die genaue Einstellung des Luftraumes erfolgt mit Hilfe von Stellschrauben, die, wie aus der Zeichnung ersichtlich ist, in einem Ringe der Verteilungsarme untergebracht sind und in entsprechende Bohrungen der Schrumpfringe eingreifen. Zur Verstellung des Statorgehäuses in horizontaler und vertikaler Richtung sind in den Grundplatten Schrauben und je eine keilförmige Paßplatte angeordnet. Nachdem die Paßplatten richtig eingestellt sind, können die obengenannten Stellschrauben entfernt werden. Der Rotor kann bei Stillstand mittels eines Zahnkranzes gedreht werden.

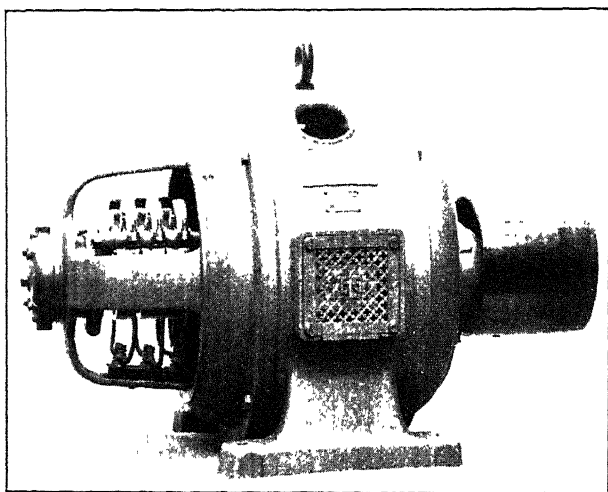


Fig. 247. Dreiphasenmotor der Felten & Guillaume-Lahmeyerwerke.

Die Spulen des Stators liegen in geschlossenen Mikanitrohren. Der Rotor hat eine elfphasige Kurzschlußwicklung, die in den Fig. 245 und 246 besonders dargestellt ist. In den kreisförmigen, halbgeschlossenen Nuten liegt je ein Stab, die Stäbe sind durch schräg angeordnete Verbindungsstücke aus Kupferguß verbunden.

Der Motor wird gleichzeitig mit dem zugehörigen Generator angelassen.

Fig. 247 zeigt ein normales Modell der Felten & Guillaume-Lahmeyerwerke für Motoren kleiner und mittlerer Leistung.

Hauptdaten der Maschine. (Siehe Tabelle S. 418, Nr. 27.)

Stator:		Strom einer Phase	170 Amp.
Polzahl	48	Durchmesser außen	500 cm
Spannung einer Phase	1160 Volt	„ innen	470 „

Eisenlänge mit Luftschlitzen	45 cm	Luftraum einseitig	3,5 mm
Eisenlänge ohne Luftschlitze	41 „	Durchmesser außen	469,3 cm
Nutenzahl	432	„ innen	450 „
Nuten pro Pol und Phase	3	Eisenlänge mit Luftschlitzen	45 „
Leiter in einer Nut	12	Eisenlänge ohne Luftschlitze	41 „
Nutenabmessungen	23 × 39 mm	Nutenzahl	528
Leiterabmessungen	3 × (ϕ 5,4/6,4) „	Nuten pro Pol und Phase	1
Windungen in Serie einer Phase	288	Leiter in einer Nut	1
Rotor:		Nutenabmessungen	ϕ 18 mm
Phasenzahl	11	Leiterabmessungen	ϕ 16/18 „
Strom einer Phase	470 Amp.	Windungen in Serie einer Phase	24

Siemens-Schuckertwerke. Dreiphasenmotor, 350 PS, 1500 Umdr. i. d. Min. 50 Per., 1000 Volt. (Siehe Taf. IX.)

Die Figuren auf Tafel IX zeigen die gut durchgebildete und einfache Konstruktion eines schnell laufenden Motors größerer Leistung. Die Welle ist in den Lagerschilden gelagert, die Lager werden von drei kräftigen Armen getragen. Der Rotor hat eine Wellenwicklung mit zwei Stäben in einer Nut. Die Spulenköpfe der Rotorwicklung liegen auf Wicklungsträgern aus Stahlguß, die auf der Rotornabe befestigt sind. Sie sind durch Stahlgußkappen gegen die Wirkung der Fliehkraft gesichert.

In Fig. 248 ist die Konstruktion einer Kurzschluß- und Bürstenabhebevorrichtung obiger Firma dargestellt. Beim Einrücken der Scheibe *S* mittels des Hebels *H* schieben sich die Kontaktarme *K* auf entsprechende Ansätze der Schleifringe und stellen dadurch den Kurzschluß der Rotorwicklung her. Der Hebel *H* ist gegabelt und faßt beiderseitig mit einem Zapfen *Z* in die eingedrehte Nut der Kontaktscheibe *S* ein; seine Bewegung erfolgt vom Handgriffe *G* aus mittels eines Kurbelzapfens. Das Abheben der Bürsten von den Schleifringen geschieht durch Drehen des Bürstenstiftes *B*. Die drehende Bewegung von *B* wird gleichfalls vom Hebel *H* aus bewirkt. Auf *B* ist ein Zahn angeordnet, der zwischen den Röllchen *R* entlang gleitet und dabei eine Drehung von *B* herbeiführt.

Beim Drehen in der Abheberichtung werden die Bürsten, da sie federnd auf den Schleifringen aufliegen, zunächst noch nicht abgehoben. Die tote Drehung der Achse dauert beim Kurzschließen der Schleifringe so lange, bis die Kontakte der Scheibe *S* mit den

Schleifringkontakten in Eingriff gekommen sind. Umgekehrt erfolgt beim Öffnen des Kurzschlusses mit Drehung der Welle sofort das Auflegen der Bürsten und erst danach das Unterbrechen der Kontakte.

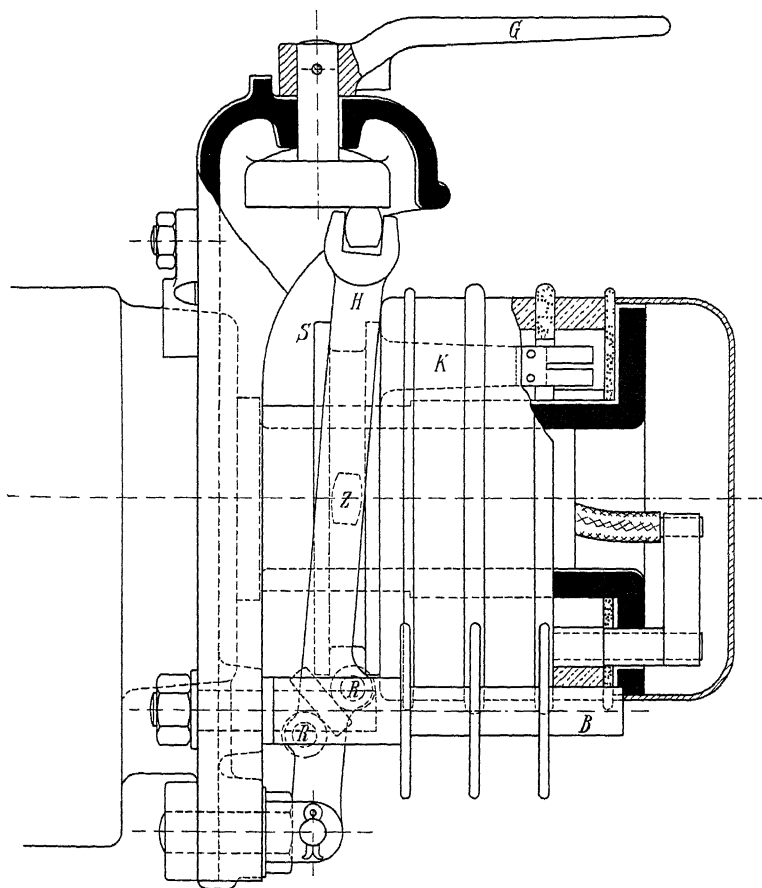


Fig. 248. Kurzschluß- und Bürstenabhebevorrichtung der Siemens-Schuckertwerke.

In Fig. 249 ist ein Dreiphasenmotor für eine Leistung von 25 PS bei 750 Umdrehungen i. d. Minute und 500 Volt dargestellt, der mit der eben beschriebenen Kurzschluß- und Bürstenabhebevorrichtung ausgerüstet ist.

Die Kurzschlußvorrichtung des Motors, Fig. 250, besteht aus einer außerhalb des Lagers sitzenden, mit dem Anker rotierenden Kapsel, in der die Kontakte zum Kurzschließen der Wicklung untergebracht sind. Die Kapsel besteht aus zwei Teilen, deren

einer sich über den anderen auf der Achse festgekeilten Teil in der Achsenrichtung verschieben läßt. Im Stillstand sind die Kapsel-

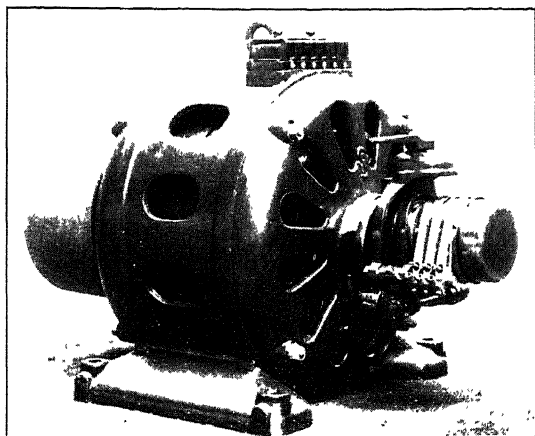


Fig. 249. Dreiphasenmotor der Siemens-Schuckertwerke.
25 PS, 750 Umdrehungen, 500 Volt.

hälften durch die Wirkung einer Feder auseinandergeschoben, d. h. die Kurzschlußkontakte der Ankerwicklung sind geöffnet. Diese Feststellung gibt ein Fliehkraftpendel frei, wenn der Motor seine

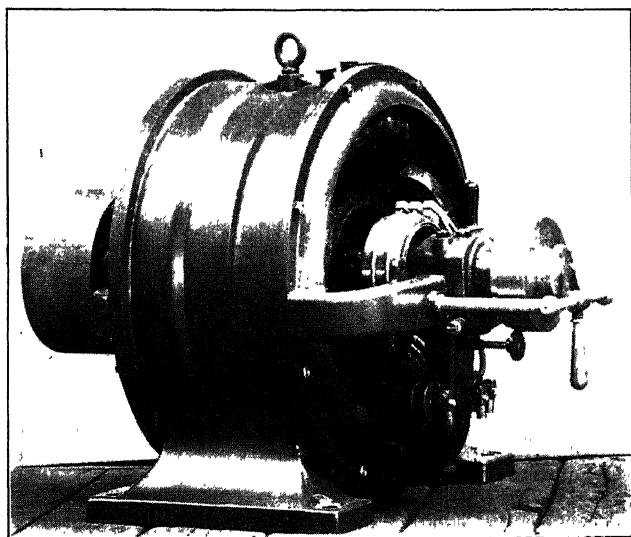


Fig. 250. Dreiphasenmotor der Siemens-Schuckertwerke.

normale Umdrehungszahl erreicht hat. Zwischen der Kurzschluß- und der Bürstenabhebevorrichtung besteht eine Verriegelung, die bewirkt, daß die Bürsten nur so lange aufliegen, wie die Kontakte geöffnet sind.

In den Fig. 251 und 252 sind Photographien weiterer Dreiphasenmotoren der Siemens-Schuckertwerke wiedergegeben. Der Motor, Fig. 251, leistet 820 PS bei 600 Umdr. i. d. Min. und 3000 Volt, der Motor, Fig. 252, 520 PS bei 94 Umdr. i. d. Min., 3100 Volt und 50 Per.

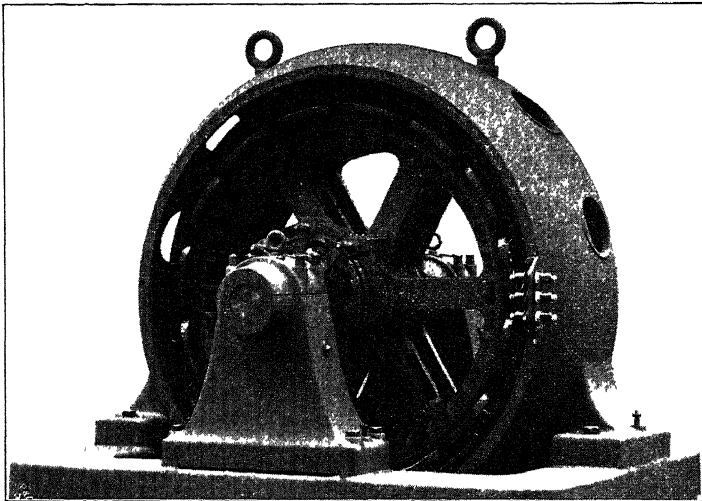


Fig. 251. Dreiphasenmotor der Siemens-Schuckertwerke.
820 PS, 600 Umdrehungen, 3000 Volt.

Hauptdaten der Maschine. Taf. IX.

Stator:		Nuten pro Pol und Phase	
Polzahl	4	Leiter in einer Nut	6
Spannung einer Phase	580 Volt	Nutenabmessungen	3
Strom einer Phase	172 Amp.		
Durchmesser außen	95 cm		$20 \times 50,5 \text{ mm}$
„ innen	64 „	Leiterquerschnitt	$83,9 \text{ mm}^2$
Eisenlänge mit Luftschlitzen	52 „	Windungen in Serie einer Phase	36
Eisenlänge ohne Luftschlitze	48 „	Rotor:	
Nutenzahl	72	Phasenzahl	3
		Spannung einer Phase	645 Volt

Strom einer Phase	144 Amp	Nuten pro Pol und	
Luftraum einseitig	2 mm	Phase	10
Durchmesser außen	63,6 cm	Leiter in einer Nut	2
„ innen	37 „	Nutenabmessungen	
Eisenlänge mit Luft-			$10 \times 28,5 \text{ mm}$
schlitzen	52 „	Leiterquerschnitt	77 mm^2
Eisenlänge ohne Luft-		Windungen in Serie	
schlitze	48 „	einer Phase	40
Nutenzahl	120		

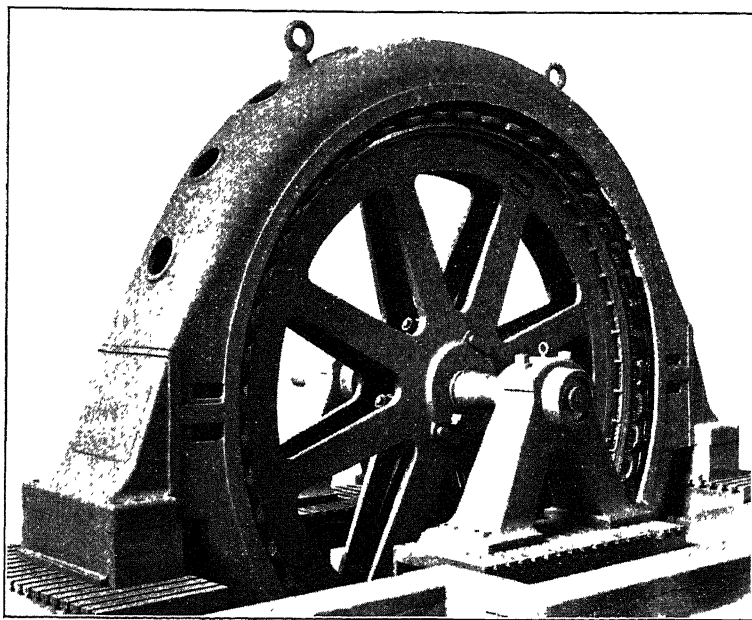


Fig. 252. Dreiphasenmotor der Siemens-Schuckertwerke.
520 PS, 94 Umdrehungen, 3100 Volt, 50 Perioden.

Für Motoren, die mit kleinem Moment anlaufen, also besonders für einphasige Induktionsmotoren, bauen die Siemens-Schuckertwerke eine hydraulische Kupplung, die automatisch die Verbindung zwischen der treibenden und der angetriebenen Welle herstellt, wenn der Motor eine gewisse Umdrehungszahl erreicht hat. Die Kupplung ist in Fig. 253 im Schnitt dargestellt. Sie besteht im wesentlichen aus der Kammerscheibe *a*, die zwei mit Glycerin gefüllte ringförmige Kammern *b* und *c* enthält, und der mit der Riemenscheibe *n* aus einem Stück hergestellten Friktionscheibe *f*, auf welche der Druck durch Vermittlung der mit dem Lederring *m*

armierten Preßscheibe d übertragen wird. Die Scheibe a ist mit der Motorwelle w unmittelbar verbunden, die Friktionsscheibe f dagegen mit der Bronzebüchse r drehbar aufgesetzt. Die beiden Kammern sind durch die Membran e mittels der Deckscheibe p und des Ringes q dicht abgeschlossen. Die Kupplung arbeitet nun in folgender Weise: Wenn der Motor eingeschaltet wird, bleibt die Friktionsscheibe f vorläufig in Ruhe, während die Kammerscheibe a unmittelbar mit in Drehung versetzt wird. Die in der inneren

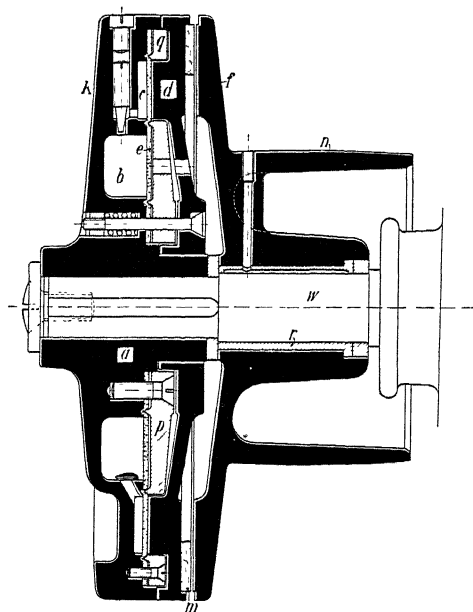


Fig. 253. Hydraulische Kupplung der Siemens-Schuckertwerke.

Kammer b enthaltene Flüssigkeit beginnt mit zunehmender Umdrehungszahl infolge der Zentrifugalkraft durch die ringförmige, mittels Stellschraube k regulierbare Öffnung in die äußere Kammer c überzutreten, der Druck in dieser steigt dadurch allmählich und die Membran schiebt die Preßscheibe d gegen die Friktionsscheibe f . Sobald der Spielraum zwischen dieser und dem Lederring m durchlaufen ist, beginnt die Friktionsscheibe und damit die Riemenscheibe nach und nach an der Drehung teilzunehmen. Dieser Zeitpunkt läßt sich, wie oben erwähnt, durch Regulierung der Stellschraube k leicht so weit hinausrücken, daß der Motor unter allen Umständen Zeit hat, erst die volle Tourenzahl zu erreichen.

Beim Abstellen des Motors bewirken stellbare Federn das Zurückgehen der Preßplatte d . Die aus c nach b zurückströmende

Flüssigkeit braucht aber jetzt nicht wieder den engen Spalt an der Stellschraube *k* zu passieren, sondern findet einen bequemer Weg durch eine hierzu vorgesehene, mit federnder Rückschlagklappe abgedeckte Bohrung. Damit ist erreicht, daß die Kupplung in kürzester Zeit wieder außer Eingriff treten kann.

Elektrizitäts-Aktien-Gesellschaft vormals Kolben & Co., Prag.
Dreiphasenmotor, 420 PS, 1500 Umdr. i. d. Min. 25 Per., 5000 Volt.
 (Siehe Fig. 254 und 255.)

Die Rotorbleche sind unmittelbar auf die Welle aufgesetzt, durch axiale Löcher wird die angesaugte Luft zu den radialen Ventilationsschlitzen geführt. Die Preßplatten für die Rotorbleche tragen auf einem seitlich angegossenen Zylinder die Stirnverbindungen der Rotorwicklung, übergeschobene Wicklungskappen nehmen die auf die Wicklung wirkende bedeutende Umfangskraft auf. Jede der drei Rotorphasen besteht aus zwei Spulen zu je acht Windungen. Die Windungen sind aus zwei Stäben und zwei angelöteten Verbindungsbogen hergestellt.

Fig. 256 stellt eine Ansicht des Motors dar.

Hauptdaten der Maschine. (Siehe Tabelle S. 418, Nr. 29.)

Stator:		Rotor:	
Polzahl	2	Phasenzahl	3
Spannung einer Phase	2890 Volt	Spannung einer Phase	275 Volt
Strom einer Phase	43 Amp	Strom einer Phase	420 Amp.
Durchmesser außen	98,5 cm	Luftraum einseitig	1,5 mm
„ innen	57 „	Durchmesser außen	56,3 cm
Eisenlänge mit Luftschlitzen	59 „	„ innen	23,5 „
Eisenlänge ohne Luftschlitze	53 „	Eisenlänge mit Luftschlitzen	59 „
Nutenzahl	72	Eisenlänge ohne Luftschlitze	53 „
Nuten pro Pol und Phase	12	Nutenzahl	96
Leiter in einer Nut	14	Nuten pro Pol und Phase	16
Nutenabmessungen	17,5 × 55 mm	Leiter in einer Nut	1
Leiterabmessungen	ϕ 5,0 „	Nutenabmessungen	10,5 × 35 mm
Windungen in Serie einer Phase	168	Leiterabmessungen	6 × 40 „
		Windungen in Serie einer Phase	16

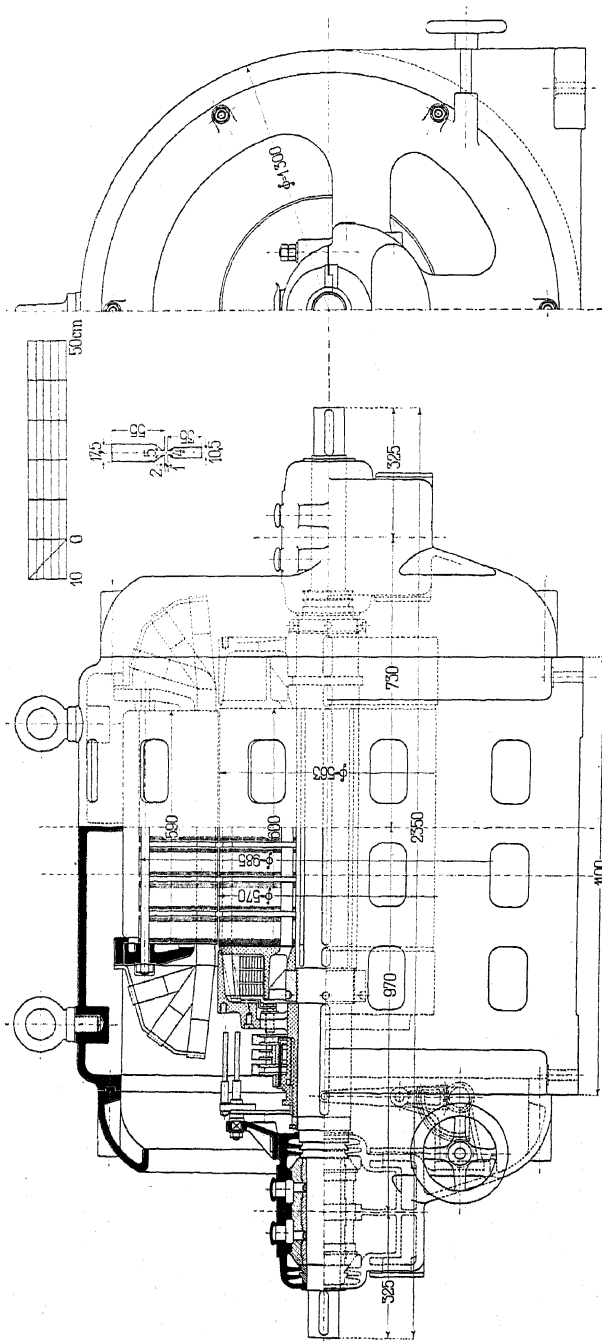


Fig. 254. Dreiphasenmotor der Elektrizitäts-Aktien-Gesellschaft vormals Kolben & Co., Prag.
420 PS, 1500 Umdrehungen, 25 Perioden, 5000 Volt.

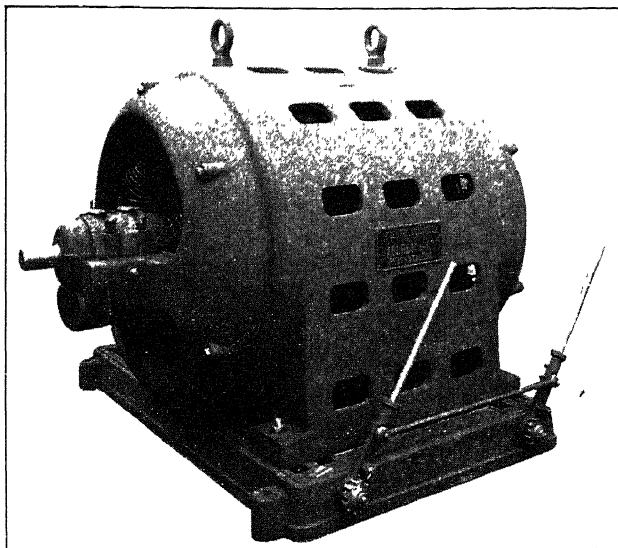


Fig. 256. 420 PS-Dreiphasenmotor der Elektrizitäts-Aktien-Gesellschaft vormals Kolben & Co., Prag.

Aktiengesellschaft Brown, Boveri & Co., Baden, Schweiz.
Dreiphasenmotor, 475 PS, 1200 Umdr. i. d. Min. 40 Per., 1000 Volt.
 (Fig. 257 und 258.)

Das Statorgehäuse ist ganz geschlossen, ein am Rotorkörper befestigter Ventilator drückt die seitlich angesaugte Luft in axialer Richtung durch den Motor hindurch. Die Spulenköpfe sind mittels kräftiger Bandagen gegen die Fliehkraft geschützt. Die Schleifringe sind innerhalb des Lagerschildes im Statorgehäuse eingeschlossen, die Kurzschluß- und Bürstenabhebevorrichtung (siehe Fig. 228a bis d) wird mittels eines außerhalb des Gehäuses angebrachten Hebels betätigt.

Hauptdaten der Maschine. (Siehe Tabelle S. 418, Nr. 30.)

Stator:		Eisenlänge ohne Luft-	
Polzahl	4	schlitze	38 „
Spannung einer Phase	580 Volt	Nutenzahl	120
Strom einer Phase	235 Amp.	Nuten pro Pol und	
Durchmesser außen	119 cm	Phase	10
„ innen	78,45 „	Leiter in einer Nut	2
Eisenlänge mit Luft-		Nutenabmessungen	
schlitzen	42 „		12 × 48 mm

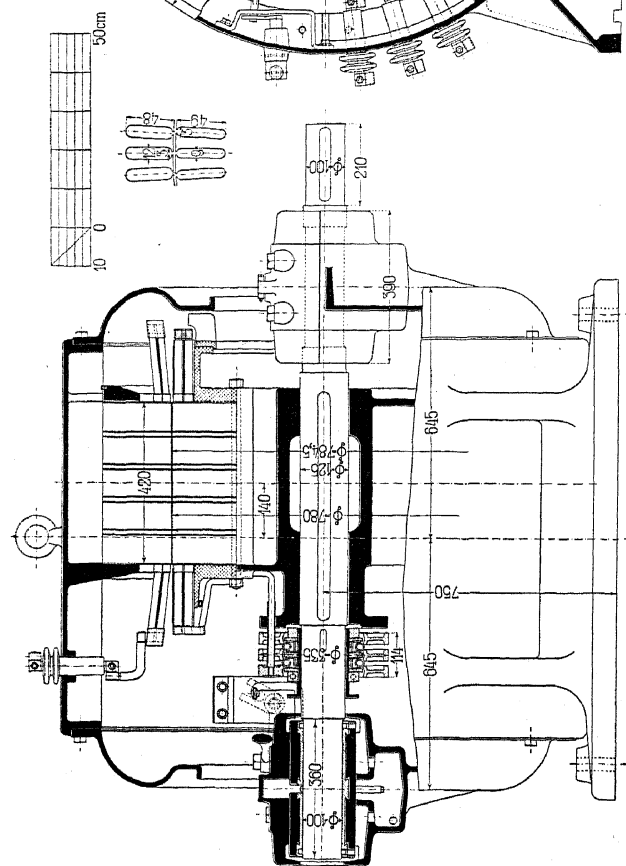


Fig. 257.

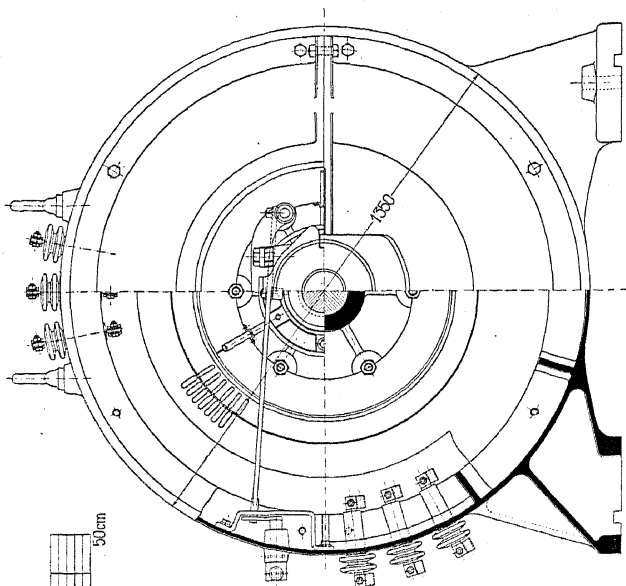


Fig. 258.

Fig. 257 und 258. Dreiphasenmotor der A.-G. Brown, Boveri & Co. 475 PS, 1200 Umdrehungen, 40 Perioden, 1000 Volt.

Leiterquerschnitt	100,3 mm ²	Eisenlänge mit Luft-	.
Windungen in Serie		schlitzen	42 „
einer Phase	40	Eisenlänge ohne Luft-	
		schlitze	38 „
Rotor:		Nutenzahl	108
		Nuten pro Pol und	
Phasenzahl	3	Phase	9
Spannung einer Phase	520 Volt	Leiter in einer Nut	2
Strom einer Phase	235 Amp.	Nutenabmessungen	9 × 49 mm
Luftraum einseitig	2,25 mm	Leiterquerschnitt	100,3 mm ²
Durchmesser außen	78 cm	Windungen in Serie	
„ innen	45 „	einer Phase	36

Achtzehntes Kapitel.

Das Anwendungsgebiet der Induktionsmotoren.

94. Das Anwendungsgebiet der Induktionsmotoren.

Die Verbreitung der Induktionsmotoren ist sehr groß, sie haben fast überall, wo motorische Kraft gebraucht wird, Anwendung gefunden. Ihre große Verbreitung beruht darauf, daß sie mit Wechselstrom erregt und daher mit Wechselstrom allein betrieben werden können, daß die Mehrphasenmotoren mit großer Zugkraft anlaufen, und daß sie, bei äußerst einfacher Bauart, sich sowohl für die kleinsten als auch für die größten Leistungen mit gutem Wirkungsgrad bauen lassen. Weil ferner die Spannung eines Wechselstromes sich in einfacher Weise transformieren läßt, ist das Problem der Arbeitsübertragung und der Arbeitsverteilung über große Gebiete durch die Erfindung der mehrphasigen Wechselstromsysteme und des Induktionsmotors in wirtschaftlicher Weise gelöst und in größtem Maßstabe verwirklicht worden.

Bei der Verteilung von Energie mit Wechselströmen kommt neben dem Induktionsmotor und den Wechselstromkommutatormotoren, die wir hier außer Betracht lassen, auch der Synchronmotor in Frage.

Der Synchronmotor ist aber für die allgemeine Kraftverteilung viel weniger geeignet als der Induktionsmotor. Erstens bedarf er einer besonderen Erregerstromquelle mit Gleichstrom, zweitens ist er viel schwerer in Betrieb zu setzen und erfordert wesentlich mehr Wartung, endlich ist er viel empfindlicher gegen höhere Harmonische der ihm zugeführten Spannung als der Induktionsmotor und erzeugt selbst höhere Harmonische, die störend wirken können.

Daher ist es erst mittels der Induktionsmotoren möglich geworden, elektrische Zentralen, die sowohl Licht als auch Kraft verteilen, direkt mit Wechselstrom zu betreiben.

Der Synchronmotor kann im allgemeinen nur dort Anwendung finden, wo am Ende einer Kraftübertragungsleitung die gesamte

Leistung in einem oder in einigen großen Motoren nutzbar gemacht wird.

Solche Fälle liegen z. B. vor beim Antrieb einer großen Fabriktransmission mittels eines Hauptmotors. Ferner bei Umformstationen mit Motorgeneratoren, bei Förder- und Wasserhaltungsanlagen. Aber auch in diesen Fällen ist der Induktionsmotor durch seine Einfachheit dem Synchronmotor häufig überlegen, so daß er auch hier angewendet wird.

Da der Induktionsmotor in seinem charakteristischen Verhalten am meisten einem Gleichstrom-Nebenschlußmotor mit konstanter Geschwindigkeit entspricht, ist sein Anwendungsgebiet im wesentlichen dasselbe wie das des Gleichstrom-Nebenschlußmotors. Er dient also in erster Linie zum Antrieb stationärer Arbeitsmaschinen und Transmissionen, die eine gleichbleibende Geschwindigkeit verlangen.

Durch den Fortfall des Kommutators und die hierdurch bedingte Einfachheit der Konstruktion und der Bedienung sowie wegen der geringen Abnutzung wird der Induktionsmotor häufig dem Gleichstrommotor vorgezogen.

In vielen Betrieben, wo die Rücksicht auf Feuersgefahr die Anwendung eines Kommutators nicht gestattet, wie in Spinnereien und Webereien, Mühlen und Bergwerken, ist der Induktionsmotor in erster Linie anzuwenden. Freilich wird man auch hier den Motor häufig staubdicht oder schlagwettersicher einkapseln, da der Staub oder die Gase sich schon an den erwärmten Teilen des Motors entzünden können.

Da der Induktionsmotor in erster Linie eine Antriebsmaschine für gleichbleibende Geschwindigkeit ist, ist seine Anwendung für alle die Zwecke eine beschränkte, die eine weitgehende Änderung der Geschwindigkeit verlangen, also in erster Linie für Straßenbahnen und für Hebemaschinen.

Bei Vollbahnen, die im allgemeinen nur wenige Geschwindigkeitsstufen für Dauerbetrieb verlangen, hat man in einigen Fällen teils die Kaskadenschaltung von zwei Induktionsmotoren, teils die Polumschaltung mit Erfolg angewendet.

Auch bei Textilmotoren, die eine weitgehende Geschwindigkeitsänderung verlangen, wird die Polumschaltung angewendet. Da aber die mögliche Zahl der Geschwindigkeitsstufen nur klein ist und eine feine Abstufung nur mit Vorschaltwiderständen im Rotor möglich ist, ist die Verwendung beschränkt.

Die Induktionsmotoren werden entweder mit Kurzschlußanker oder mit Phasenanker und Schleifringen ausgeführt, je nach den

Anforderungen, die an den Anlauf und die Veränderung der Geschwindigkeit beim Lauf gestellt werden.

Kurzschlußanker mit geringem Widerstand werden dort angewendet, wo nur ein kleines Anlaufmoment erforderlich ist oder wo der Motor mit großem Anlaufstrom angelassen werden darf und wo ein möglichst geringer Tourenabfall bei Belastung eintreten soll, also z. B. bei Motorgeneratoren, bei Transmissionen mit Leerscheibe, bei unbelastet anlaufenden Pumpen und Ventilatoren, Holzbearbeitungsmaschinen, auch bei Druckerpressen und Textilmotoren, die zwar fast ihr volles Drehmoment beim Angehen erfordern, aber nur selten angelassen werden.

Kurzschlußanker mit hohem Widerstand werden dort angewendet, wo entweder ein häufiges Anlassen mit ganzer Zugkraft erforderlich ist, oder wo ein großer Tourenabfall bei Belastung zulässig oder nötig ist.

Bei Kranen und Zentrifugen, Stanzmaschinen usw., die häufig mit großem Moment angelassen werden, ist ein Kurzschlußanker mit hohem Widerstand erforderlich. Wenn die Betriebsperiode kurz ist, so daß der Motor sich jeweils wieder abkühlen kann, kann man den Widerstand in den Kurzschlußanker selbst verlegen.

Bei Schwungradsätzen, Ilgnerumformern, Walzenzugmaschinen ist ein großer Tourenabfall erforderlich, bei ersteren um die erforderliche Energie im Schwungrad aufspeichern zu können, bei den Walzenzugmaschinen um eine geringe „Einführungsgeschwindigkeit“ zu erhalten. In diesen Fällen ist es häufig mit Rücksicht auf die Erwärmung nicht möglich, den ganzen Widerstand in der Rotorwicklung selbst unterzubringen, und man führt diese als vielphasige Kurzschlußwicklung mit zusätzlichen Widerständen aus, die auf der Welle sitzen und mitrotieren.

Anwurfmotoren für rotierende Umformer, die nur selten und während kurzer Zeit in Betrieb sind, erhalten ebenfalls häufig einen Käfiganker mit sehr hohem Widerstand. Denn um den rotierenden Umformer in Synchronismus zu bringen, muß der Anwurfmotor eine um 2 kleinere Polzahl haben als der Umformer, und er muß mit einer Belastung, die gleich den Leerlaufverlusten des Umformers ist, so viel gegen seine eigene synchrone Geschwindigkeit schlüpfen, daß der Umformer synchron läuft.

Motoren mit Phasenanker und Schleifringen erhalten entweder nur einen Anlaßwiderstand oder einen Regulierwiderstand.

Die erste Ausführung wird dort angewendet, wo ein großes Anzugsmoment erforderlich, aber nur ein geringer Tourenabfall beim Lauf gewünscht wird, also bei allen Transmissionen ohne

Leerscheibe, die mit möglichst gleichbleibender Geschwindigkeit laufen sollen, ebenso beim Einzelantrieb von Mühlen, Holzschleifmaschinen, Kompressoren, Kolbenpumpen usw.

Wird nicht nur ein belasteter Anlauf, sondern auch eine Veränderung der Geschwindigkeit bei Belastung verlangt, so sind Phasenanker mit Schleifringen und Regulierwiderständen zu verwenden, wie z. B. bei Kranen, Winden und Aufzügen, Verladevorrichtungen, Drehscheiben und Schiebebühnen usw.

Der einphasige Induktionsmotor besitzt im allgemeinen dieselben Eigenschaften wie der mehrphasige. Die Anlaufverhältnisse sind aber bei ihm wesentlich schlechter, und zweitens ist er teurer, weil bei gleicher Leistung die Einphasenmaschine größer wird, so daß der einphasige Induktionsmotor nur selten Anwendung findet. Obwohl die Stromverteilung in einem einphasigen Wechselstromnetz einfacher ist als in dem mehrphasigen, arbeiten doch lediglich aus diesem Grund die weitaus meisten der mit Wechselstrom betriebenen Zentralen mit Mehrphasenströmen.

Neunzehntes Kapitel.

Der Induktionsgenerator.

95. Wirkungsweise einer Induktionsmaschine als Generator. — 96. Betrieb eines Induktionsgenerators bei konstanter Periodenzahl. — 97. Betrieb eines Induktionsgenerators mit konstanter Tourenzahl. — 98. Die Induktionsmaschine als Bremse. — 99. Die Induktionszusatzmaschine.

95. Wirkungsweise einer Induktionsmaschine als Generator.

Wir haben im zweiten Kapitel gesehen, daß, wenn der Rotor einer Induktionsmaschine schneller rotiert als das Drehfeld, d. h. übersynchron läuft, die Richtung der im Rotor induzierten EMKe und Ströme und damit auch die Richtung des Drehmomentes sich umkehrt. Denn das Drehmoment zwischen dem Drehfeld und den Strömen in den kurzgeschlossenen Rotorwindungen ist stets im Sinne der relativen Bewegung zwischen Rotor und Drehfeld gerichtet: läuft der Rotor langsamer als das Drehfeld, so sucht das Drehmoment den Rotor zu beschleunigen und wirkt motorisch im Sinne der Rotordrehung.

Läuft der Rotor dagegen schneller als das Drehfeld, so wirkt das Drehmoment entgegen der Rotordrehung, d. h. bremsend, und um den Rotor im Lauf zu erhalten, muß ihm eine mechanische Leistung zugeführt werden, die gleich ist dem Produkt aus dem Drehmoment und der Geschwindigkeit des Rotors.

Von dieser Leistung wird im Rotor nur ein Teil entsprechend der Schlüpfung als Verlust verbraucht, der übrige Teil der Leistung, der somit gleich ist dem Produkt aus Drehmoment und der Geschwindigkeit des Drehfeldes, wird vom Rotor auf das Drehfeld und von diesem auf den Stator übertragen und abzüglich der Verluste an das Netz abgegeben.

Die Maschine arbeitet dann als Induktionsgenerator oder als asynchroner Generator.

Dieser unterscheidet sich von einem Synchrongenerator also dadurch, daß es einer Schlüpfung zwischen Rotor und Drehfeld

bedarf, um einen Strom zu generieren. Ein zweiter Unterschied besteht darin, daß das Feld des Induktionsgenerators mittels Wechselstrom erregt wird. Der Induktionsgenerator kann aber den wattlosen Erregerstrom nicht selbst erzeugen, und es ist zum Betriebe eines Induktionsgenerators eine Synchronmaschine erforderlich, die den wattlosen Strom zur Erregung liefert und die die Periodenzahl, d. h. die Umdrehungsgeschwindigkeit des Drehfeldes bestimmt.

Induktionsgeneratoren können also nur in Verbindung mit Synchronmaschinen verwendet werden, und dieser Umstand steht ihrer allgemeinen Anwendung hindernd im Wege.

Da die Schlüpfung des Induktionsgenerators mit der Belastung zunimmt, sind zwei Betriebsarten möglich:

1. Die Geschwindigkeit des Rotors ändert sich mit der Belastung, während die Geschwindigkeit des Drehfeldes, d. h. die Periodenzahl konstant bleibt.
2. Die Antriebsgeschwindigkeit wird konstant gehalten, und die Periodenzahl ändert sich mit der Belastung.

96. Betrieb eines Induktionsgenerators bei konstanter Periodenzahl.

Der erste Fall, d. h. Betrieb mit konstanter Periodenzahl, wird durch das Arbeitsdiagramm der Induktionsmaschine dargestellt. In Kap. V S. 83 ist gezeigt worden, daß im Diagramm das Gebiet der negativen Schlüpfungen von $s=0$ bis $s=\infty$ der Generatorwirkung entspricht.

Die Periodenzahl kann dadurch konstant gehalten werden, daß der Induktionsgenerator mit einem Synchrongenerator von konstanter Umdrehungszahl parallel arbeitet, der auch den wattlosen Strom zur Erregung des Induktionsgenerators liefert. Wie in Kap. V gezeigt ist, beginnt die Generatorwirkung erst bei einem Punkt P_g (s. Fig. 57 S. 86) des Arbeitsdiagramms, bei dem die vom Rotor auf das Drehfeld übertragene Leistung größer als die Verluste des Drehfeldes und die Kupferverluste des generierten Statorstromes sind, und endet bei einem Punkt P_b , wo diese Verluste wieder größer als die generierte Leistung sind. Dazwischen liegt die Stabilitätsgrenze.

Die Belastungskurven können aus dem für konstante Periodenzahl geltenden Arbeitsdiagramm des Induktionsgenerators entnommen werden. In Fig. 259 sind der Strom, die Umdrehungszahl, Wirkungsgrad und Leistungsfaktor als Funktion der abgegebenen Leistung aufgetragen.

Bei dem Zusammenarbeiten eines Induktionsgenerators mit einem Synchrongenerator ist eine beliebige Verteilung der Belastungen bei konstanter Periodenzahl mit Schwierigkeiten verbunden. Denn die Tourenzahl des Induktionsgenerators müßte mit der Belastung steigen, und es würde schwierig sein, eine Regulierungsvorrichtung anzuordnen, welche die kleinen Geschwindigkeitsänderungen selbsttätig richtig einstellt. Aber auch bei einer Regulierung der Geschwindigkeit von Hand müßte bei Belastungsänderungen des Induktionsgenerators eine gleichzeitige Regulierung der Erregung der Synchronmaschine erfolgen, weil der von dem Induktionsgenerator verlangte wattlose Strom sich mit der Belastung ändert.

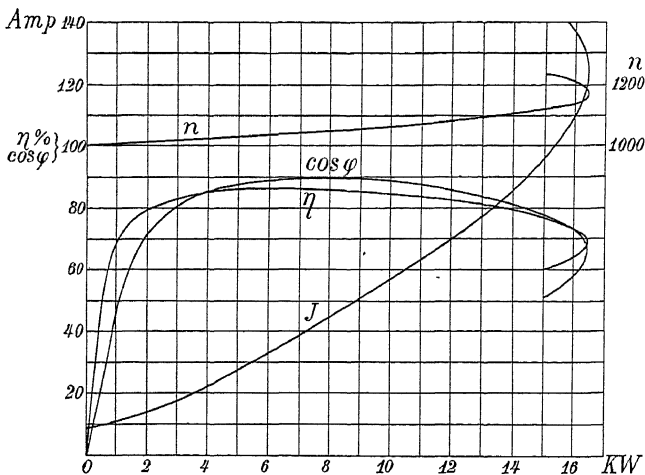


Fig. 259. Arbeitskurven eines asynchronen Generators bei konstanter Periodenzahl.

Dagegen ist der Parallelbetrieb sehr einfach, wenn die Belastung des Induktionsgenerators konstant gehalten wird, z. B. wenn er von einer Wasserkraft angetrieben wird, die stets voll ausgenutzt werden kann. In diesem Falle braucht die Antriebsturbinen des Induktionsgenerators keinen Regulator zu erhalten, und der Generator läuft auf solch eine Geschwindigkeit über Synchronismus, bis die ganze Leistung der Turbinen im Netz verbraucht ist. Der übrige Teil der im Netz verbrauchten Leistung wird von der Synchronmaschine geliefert, deren Antriebsmaschine den Regulator erhält, um einerseits die Periodenzahl konstant zu halten und andererseits bei einer Steigerung des Verbrauchs die Leistung zu regeln. Sinkt der Verbrauch im Netz unter die Leistung des Induktionsgenerators, so wird er auf den synchronen Generator zurückarbeiten und dessen

Antriebsmaschine entlasten; diese wird daher schneller laufen. Es muß dann der Induktionsgenerator entweder abgestellt oder auf eine kleinere Leistung einreguliert werden. Damit dies selbsttätig geschieht, kommt man schließlich doch dazu, die Antriebsmaschine des Induktionsgenerators mit einem Regulator zu versehen.

Eine solche Anlage ist z. B. von der Maschinenfabrik Oerlikon bei den Elektrizitätswerken am Rheintalischen Binnenkanal ausgeführt worden.¹⁾ Die Anlage besteht aus drei Kraftwerken, dem Hauptkraftwerk, das drei Synchrongeneratoren zu 250 PS enthält, und aus zwei Nebenkraftwerken mit je zwei Asynchrongeneratoren von 250 PS. Alle Generatoren werden durch Turbinen angetrieben.

Der Vorteil einer solchen Anlage besteht hauptsächlich in der Einfachheit der Apparatenanlage für die Asynchrongeneratoren und der Einfachheit des Parallelschaltens und der geringen Bedienung. Ein Nachteil ist die starke Belastung der Synchrongeneratoren mit wattlosem Strom, so daß sie größer werden als für den Parallelbetrieb mit Synchrongeneratoren erforderlich wäre.

97. Betrieb eines Induktionsgenerators mit konstanter Tourenzahl.

Die zweite Art des Betriebes, bei dem ein Induktionsgenerator mit konstanter Geschwindigkeit angetrieben wird und veränderliche Periodenzahl gibt, wäre z. B. in der Weise möglich, daß der Induktionsgenerator auf ein Netz arbeitet, an das Synchronmotoren oder Umformer angeschlossen sind, die so stark übererregt werden, daß sie den wattlosen Strom des Induktionsgenerators liefern können. Auch durch Kondensatoren könnte der wattlose Strom erzeugt werden.

Für konstante Umdrehungszahl des Induktionsgenerators gelten die Arbeitskurven (Fig. 260). Hier nimmt mit der Belastung die Periodenzahl in ähnlicher Weise ab wie bei dem Motor die Tourenzahl. Diese Kurven können nicht aus dem Arbeitsdiagramm entnommen werden, das für konstante Periodenzahl gilt, sie können aber mittels der in Kapitel IV gegebenen Formeln berechnet werden, wobei zu berücksichtigen ist, daß die Reaktanzen x_1 und x_2 proportional mit der Periodenzahl wachsen, während die Erregersuszeptanz b_a umgekehrt proportional mit c wächst.

Da der wattlose Strom und der Leistungsfaktor des Induktionsgenerators (s. Fig. 260) sich mit der Belastung ändern, ist ein

¹⁾ Elektrotechn. Zeitschr. 1907.

stabiler Betrieb nur dann möglich, wenn der Leistungsfaktor der Belastung ebenso groß ist wie der des Generators und sich ebenso ändert. Dies ist z. B. nicht der Fall, wenn die Belastung nur aus Widerständen und Kondensatoren bestände.

Besteht die Belastung dagegen auch aus Synchronmotoren oder Umformern, so ist ein stabiler Betrieb möglich. Beim Synchronmotor hängt der wattlose Strom von der Differenz zwischen der induzierten EMK und der Klemmenspannung ab.

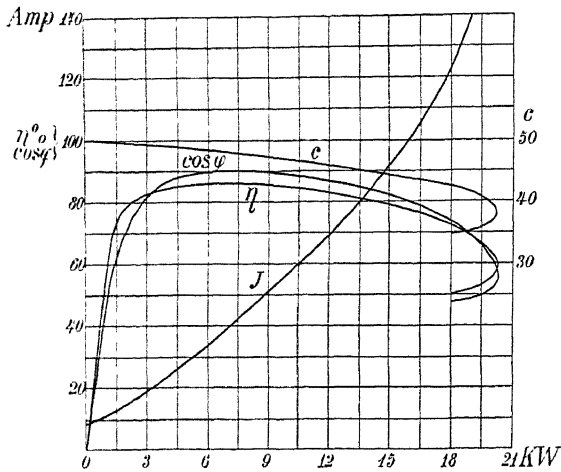


Fig. 260. Arbeitskurven eines asynchronen Generators bei konstanter Tourenzahl.

Nehmen wir wieder an, der Induktionsgenerator werde mit konstanter Umdrehungszahl angetrieben, so wird der Synchronmotor bei Leerlauf nahezu synchron mit dem Induktionsgenerator laufen. Bei Belastung nimmt die Periodenzahl ab, der Synchronmotor läuft also langsamer. Hiermit sinkt seine induzierte EMK, wenn die Felderregung konstant bleibt, und mit der EMK auch der an den Induktionsgenerator abgegebene wattlose Strom. Dies bedingt daher, daß die Klemmenspannung etwas fällt, bis wieder die richtige Differenz zwischen der induzierten EMK und der Klemmenspannung am Synchronmotor hergestellt ist, bei der er den nun für die verminderte Klemmenspannung erforderlichen wattlosen Strom an den Induktionsgenerator abgeben kann.

Dieser Betrieb ist also vollständig stabil. Die Abnahme der Klemmenspannung kann man aber dadurch verhindern, daß man bei Belastungsänderungen die Felderregung des Synchronmotors nachreguliert.

Wenn der Induktionsgenerator einen rotierenden Umformer speist, kann diese Regulierung durch Kompoundierung des Umformers selbsttätig erfolgen. Hierdurch kann erreicht werden, daß die Klemmenspannung des Induktionsgenerators bei allen Belastungen nahezu konstant bleibt. Man kann aber auch den Umformer etwas überkompoundieren, um nahezu konstante Gleichstromspannung zu erhalten.

Ist dagegen ein rotierender Umformer selbst erregend und nicht kompoundiert, so ist der Betrieb wieder unstabil, denn dann nimmt mit der Belastung bei abnehmender Periodenzahl, d. h. langsamerem Lauf des Umformers auch seine Felderregung ab, und die Klemmenspannung sinkt schließlich bis auf Null. Bei Entlastung würde die Tourenzahl und die Felderregung des Umformers steigen und die Klemmenspannung so lange wachsen, bis der Induktionsgenerator oder der Umformer an seiner Sättigungsgrenze angelangt ist. Ein nicht kompoundierter Umformer muß also fremd erregt werden.

Die Inbetriebsetzung einer Anlage mit Asynchrongeneratoren und Umformern erfolgt in einfacher Weise dadurch, daß der erste Umformer im Netze von der Gleichstromseite angelassen wird. Dann wird der Induktionsgenerator auf seine Geschwindigkeit gebracht und auf das Netz geschaltet. Hierbei schaltet man zweckmäßig eine Drosselspule vor, um einen zu großen Stromstoß im Augenblick des Einschaltens zu verhindern, und schließt sie dann kurz.

Die Spannung wird mit Hilfe der Erregung des Umformers eingestellt.

Wird der Umformer belastet, so muß er den Zuwachs der abgegebenen Leistung zunächst aus der lebendigen Kraft seiner rotierenden Massen decken. Dadurch sinkt seine Umdrehungszahl und die Periodenzahl, bis sich die Schlüpfung des Induktionsgenerators einstellt, die der Lieferung der hinzugetretenen Belastung entspricht, und der Asynchrongenerator die Belastung übernimmt.

Die Inbetriebsetzung weiterer asynchroner Generatoren erfolgt dann durch direktes Einschalten ohne das bei Synchronmaschinen erforderliche Synchronisieren, nur hat man, wenn die Rotoren der asynchronen Generatoren eine Kurzschlußwicklung haben, stets über Drosselspulen einzuschalten. Weitere Umformer müssen natürlich synchronisiert werden.

Der Parallelbetrieb asynchroner Generatoren hat vor dem der synchronen Generatoren den Vorzug, daß kein Pendeln eintreten kann, weil der Generator asynchron, d. h. bei jeder Periodenzahl arbeiten kann. Die Antriebsmotoren brauchen daher keinen so geringen

Ungleichförmigkeitsgrad und nicht so große Schwungmassen zu besitzen wie bei Synchrongeneratoren.

Ein weiterer Vorzug der Asynchrongeneratoren besteht, wie W. L. Waters¹⁾ gezeigt hat, darin, daß ein Kurzschluß im Netze weniger heftig auftritt, und daß weniger Gefahr zu Resonanzerscheinungen im Netz besteht als bei Synchrongeneratoren.

Bei einem Synchrongenerator steigt im ersten Augenblick eines Kurzschlusses die Stromstärke auf ein Vielfaches des Stromes bei dauerndem Kurzschluß, und da hierbei schon das drei- bis vierfache des normalen Stromes auftritt, wird im Augenblick des Kurzschlusses eine sehr bedeutende Energiemenge ausgelöst. Bei einem Asynchrongenerator hört dagegen bei einem Kurzschluß, d. h. wenn die Spannung Null wird, die Erregung und damit die Leistungsabgabe auf. Die Resonanzerscheinungen, die bei plötzlichen Kurzschlüssen und den damit verbundenen großen Energieänderungen auftreten können, werden meist nicht durch die Periodenzahl des Grundstromes, sondern durch Oberschwingungen bedingt. Während eine Synchronmaschine stets höhere Harmonische erzeugt, selbst wenn ihre Spannungskurve bei Leerlauf sinusförmig ist, weil die Feldkurve durch die Ankerrückwirkung verzerrt wird, ist die Spannungskurve der Asynchronmaschine bei allen Belastungen nahezu sinusförmig, und der Käfiganker wirkt als ein starker Dämpfer für alle höheren Harmonischen, die im Netz durch die Stromverbraucher erzeugt werden. Daher ist die Gefahr, daß Resonanzerscheinungen auftreten, beim Asynchrongenerator geringer. Der Nachteil, der in dem Verbrauch von wattlosem Strom besteht, hat aber trotz der verschiedenen Vorzüge verhindert, daß das Anwendungsgebiet der Induktionsgeneratoren bisher über mehr als einige Spezialfälle hinauskam. Der Nachteil wird jedoch immer geringer, je größer die Leistung der Maschineneinheit und je höher die Umdrehungszahl ist. Große, von Dampfturbinen angetriebene Induktionsgeneratoren von etwa 2000 bis 10000 KW besitzen einen Leistungsfaktor, der von Halblast bis Vollast fast konstant bleibt und etwa $\cos \varphi = 0,975$ bis $0,98$ beträgt.²⁾ Dies bedeutet, daß der erforderliche wattlose Strom bei Belastung höchstens 20 bis 25% vom Vollaststrom beträgt, bei Leerlauf ist er nur ca. 8% vom Vollaststrom. Mechanisch haben große schnellaufende Asynchrongeneratoren den Vorzug, daß der Käfiganker eine viel einfachere und solidere mechanische Konstruktion ermöglicht als das rotierende Polrad der Synchronmaschine.

¹⁾ Proceedings of the Amer. Inst. of. El. Eng. 1908.

²⁾ Nach Waters, siehe oben.

Auch haben so große Maschinen mit Käfiganker bei Vollast nur eine Schlüpfung von etwa $0,5\%$. Daher ist es auch möglich, einen Betrieb mit veränderlicher Periodenzahl und ein Zusammenarbeiten von Asynchron- und Synchrongeneratoren durchzuführen. Um die Belastung auf die Maschinen gleichmäßig zu verteilen, muß der Regulator der Antriebsmaschine des Synchrongenerators so eingestellt werden, daß ihr Tourenabfall von Leerlauf bis Vollast gleich ist dem entsprechenden Abfall der Antriebsmaschine des Asynchrongenerators vermehrt um dessen Schlüpfung, und da diese nur etwa $\frac{1}{2}\%$ beträgt, ergeben sich nur unwesentlich größere Schwankungen der Periodenzahl als bei anderen Betriebsarten.

Es scheint danach, daß dem Asynchrongenerator bei schnelllaufenden großen Maschinen noch ein weites Verwendungsgebiet vorbehalten ist.

Anlagen mit Asynchrongeneratoren in Verbindung mit rotierenden Umformern werden z. B. dann ausgeführt, wenn zur Erzeugung von Gleichstrom niedriger Spannung (etwa für elektrolytische Zwecke) Dampfturbinen verwendet werden. Gleichstrom-Turbogeneratoren von großer Leistung oder großer Stromstärke bieten für eine gute Ausführung beträchtliche Schwierigkeiten. Man erzeugt dann mit einem asynchronen Turbogenerator Mehrphasenstrom und formt ihn in einem rotierenden Umformer in Gleichstrom um. Die Tourenzahl des Umformers kann nun kleiner und seine Polzahl größer sein als beim Generator, und man erhält bessere Bedingungen für die Stromabnahme und die Kommutation. Die Verwendung des asynchronen Generators in diesem Falle hat gegenüber der eines Synchrongenerators den Vorzug der einfacheren Schaltung, besseren Wirkungsgrades und einfacherer Konstruktion des rotierenden Teiles des Turbogenerators.

98. Die Induktionsmaschine als Bremse.

Die Tatsache, daß die Induktionsmaschine übersynchron angetrieben als Generator arbeitet, kann man zur elektrischen Nutzbremmung bei Aufzügen und Bahnen, die mit Asynchronmotoren arbeiten, verwenden.

Hierbei kann die beim Senken des Aufzugs oder bei der Talfahrt des Zuges generierte Leistung in das Netz zurückgegeben werden wie bei Gleichstrom-Nebenschlußmotoren.

Bei Bahnen macht man hiervon selten Gebrauch, besonders wenn die Zahl der Züge klein ist, weil bei der Talfahrt eines Zuges sehr große Schwankungen der Leistung der Zentrale entstehen. Bei

Aufzügen, die von einem großen Verteilungsnetz gespeist werden, deren Leistung daher klein gegen die der Zentrale ist, wird dagegen die elektrische Bremsung mit Rückarbeitung auf das Netz angewendet.

Bei hohen Geschwindigkeiten würde bei kurzgeschlossenem Rotor die Maschine einen sehr großen Strom erzeugen und sich unzulässig erwärmen. Es ist dann nötig, Widerstände in den Rotor zu schalten, um den Strom innerhalb des zulässigen Wertes zu halten. Die Widerstände sind ebenso zu berechnen wie bei der Tourenregulierung eines Motors (s. Kap. XII).

Mit der elektrischen Bremsung kann man eine Asynchronmaschine nur bis in die Nähe der synchronen Geschwindigkeit bremsen, bei Synchronismus wird das Bremsmoment Null.

Will man bis auf Stillstand bremsen, so kann man die Statorwicklung umschalten, so daß die Maschine gegen ihr Drehfeld angetrieben wird. Diese Bremsung entspricht der Gegenstrombremsung bei Gleichstrommotoren, und der Arbeitsbereich liegt bei den positiven Schlüpfungen, die größer als 1 sind, und kann aus dem Diagramm entnommen werden. Die Umschaltung darf natürlich nicht bei kurzgeschlossenem Rotor geschehen, weil die Maschine gegen das Drehfeld angetrieben einen noch größeren Strom aufnimmt als bei Kurzschluß, sondern nur unter Einschaltung von Rotorwiderständen. Denn bei der Gegenstrombremsung wird sowohl die mechanisch wie die elektrisch zugeführte Leistung im Rotor verbraucht.

Schaltet man z. B. bei Synchronismus um, so läuft der Motor nach der Umschaltung mit voller Geschwindigkeit gegen das Drehfeld und hat eine Schlüpfung $s' = 2$. Soll der Strom hierbei den normalen Wert nicht überschreiten, der beim Motor bei einer Schlüpfung s auftritt, so ist der Rotorvorschaltwiderstand r_v so zu bemessen, daß

$$\frac{r_1 + r_2}{s'} = \frac{r_2}{s}$$

oder für $s' = 2$:

$$r_v = \frac{r_2(2-s)}{s} \text{ wird.}$$

Hierbei ist das Bremsmoment gleich dem Vollastmoment bei der Schlüpfung s . Die Drehmomentkurve verläuft mit abnehmender Schlüpfung nahezu geradlinig, so daß der Motor, wenn er auf Stillstand gebremst ist, mit diesem Vorschaltwiderstand noch etwa das halbe Vollastmoment hat, das ihn nun in umgekehrter Drehrichtung anzutreiben sucht, wobei der Wagen rückwärts fahren würde.

Infolgedessen muß der Widerstand allmählich vergrößert und bei Stillstand die Rotorwicklung unterbrochen sein.

Die Gegenstrombremsung wird bei Bahnen selten verwendet. In einzelnen Fällen benutzt man eine Bremsung mit Gleichstromerregung, indem man den Rotor aus einer Hilfsstromquelle, z. B. einer Akkumulatorenbatterie oder einer Hilfsdynamo, mit Gleichstrom erregt und den Stator über Widerstände schließt, wie dies z. B. bei der Jungfraubahn ausgeführt ist. Die Maschine ist dann eine Synchronmaschine. Durch Regulierung der Gleichstromerregung kann das Bremsmoment geregelt werden.

99. Die Induktionszusatzmaschine.

Eine Induktionsmaschine kann, wie zuerst von Kelly (El. World, 1897) angegeben worden ist, als Zusatzmaschine in einem Wechselstromnetz verwendet werden, wenn ihre Statorwicklung in Reihe mit dem Netz geschaltet wird, wie in Fig. 261 dargestellt ist.

Die Induktionsmaschine stellt ja, wie aus dem Ersatzstromkreis (Fig. 55) folgt, bei der Schlüpfung s eine Impedanz dar:

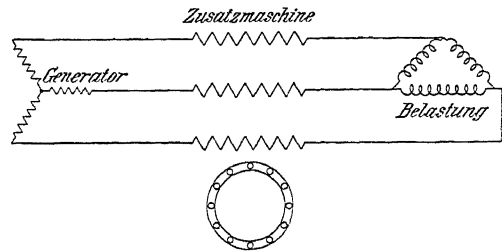


Fig. 261. Schaltungsschema für eine Induktionszusatzmaschine.

$$Z = Z_1 + \frac{Z_2' s}{1 + y_a Z_2' s} = r_1 - jx_1 + \frac{\frac{r_2'}{s} - jx_2'}{1 + (g_a + jb_a)\left(\frac{r_2'}{s} - jx_2'\right)},$$

deren Widerstand:

$$r = r_1 + \frac{\frac{r_2'}{s} + g_a \left[\left(\frac{r_2'}{s} \right)^2 + x_2'^2 \right]}{1 + y_a^2 \left[\left(\frac{r_2'}{s} \right)^2 + x_2'^2 \right] + 2 \left(b_a x_2' + g_a \frac{r_2'}{s} \right)}$$

und deren Reaktanz

$$x = x_1 + \frac{x_2' + b_a \left[\left(\frac{r_2'}{s} \right)^2 + x_2'^2 \right]}{1 + y_a^2 \left[\left(\frac{r_2'}{s} \right)^2 + x_2'^2 \right] + 2 \left(b_a x_2' + g_a \frac{r_2'}{s} \right)}$$

ist. Der Widerstand r ist positiv für $s > 0$ und wird negativ dicht oberhalb Synchronismus und bleibt hier bis zu großen negativen Schlüpfungen negativ, während die Reaktanz x stets positiv bleibt.

Fließt also der Netzstrom J durch die Statorwicklung, so wird die Zusatzmaschine eine Spannung Jr in Phase mit dem Strom verbrauchen oder abgeben, je nachdem sie unter- oder übersynchron angetrieben wird, und außerdem eine wattlose Spannung Jx verbrauchen, d. h. wie eine Drosselspule wirken.

Um die Wattspannung zu erhöhen muß die Maschine übersynchron angetrieben werden, wobei sie eine Leistung $J^2 r$ ins Netz abgibt.

Nehmen wir an, die Zusatzmaschine werde mit konstanter übersynchroner Geschwindigkeit angetrieben, so ist ihr effektiver Widerstand und ihre effektive Reaktanz so lange konstant, wie die Sättigung, d. h. b_a konstant ist. Bei mäßiger Sättigung, wie sie bei Asynchronmotoren üblich ist, kann man die Magnetisierungskurve als geradlinig, d. h. b_a und damit r und x für eine bestimmte Geschwindigkeit als nahezu konstant ansehen. Es werden also die erzeugte Zusatzspannung Jr sowie die verbrauchte wattlose Spannung Jx nahezu proportional mit dem Strom steigen.

Hierbei wird auch die von der Zusatzmaschine abgegebene Leistung $J^2 r$ wachsen, und der Antriebsmotor der Zusatzmaschine mußte nachreguliert werden, wenn die Geschwindigkeit konstant bleiben soll.

Versieht man dagegen ihren Antriebsmotor mit einem Regulator, so wird die Geschwindigkeit mit zunehmender Belastung etwas fallen, wobei die erzeugte Wattspannung Jr abnimmt und die Drosselspannung Jx etwas zunimmt.

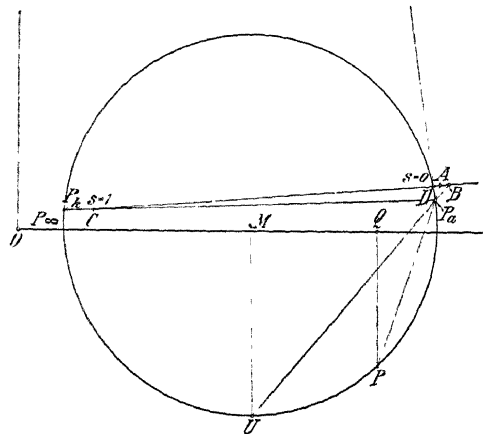


Fig. 262. Impedanzdiagramm für den Zusatzgenerator.

Die Änderung der Impedanz der Zusatzmaschine läßt sich am einfachsten aus dem Impedanzdiagramm (Fig. 262) ersehen, das der inverse Kreis des Admittanz (bzw. Strom-) Diagrammes ist. Es ist

\overline{OP}_k die Impedanz bei Stillstand z_k ,
 \overline{OP}_a die Impedanz bei Synchronismus,

\overline{OP}_∞ die Impedanz bei $s = \infty$,

\overline{CD} die Schlüpfungslinie.

Für einen beliebigen Kreispunkt P auf der unteren Kreishälfte, der der negativen Schlüpfung

$$-s = \frac{\overline{DA}}{\overline{CD}}$$

entspricht, ist

\overline{QP} der (negative) Widerstand,

\overline{OQ} die Reaktanz der Zusatzmaschine, oder bei konstantem Strom J ist

\overline{QP} die generierte Wattspannung,

\overline{OQ} die verbrauchte wattlose Spannung.

In U ist die Stabilitätsgrenze der Zusatzmaschine. Hier ist v und bei einem bestimmten Strom die von ihr abgegebene Leistung ein Maximum, ihr entspricht die Schlüpfung

$$-s = \frac{\overline{DB}}{\overline{CD}}.$$

Wird die Geschwindigkeit weiter steigen, so nimmt die abgegebene Leistung bei konstantem Strom wieder ab, d. h. der Antriebsmotor der Zusatzmaschine würde durchgehen.

Es muß also der Regulator des Antriebsmotors der Zusatzmaschine so eingestellt werden, daß sie bei Leerlauf höchstens mit der dem Punkt U entsprechenden Geschwindigkeit arbeitet, so daß sie bei Vollast selbsttätig ein wenig gegen diese Geschwindigkeit zurückbleibt.

Je weiter man sich von U entfernt, um so schneller sinkt bei Geschwindigkeitsabnahme die Zusatzspannung Jr für einen bestimmten Strom. Will man daher eine dem Belastungsstrom möglichst proportionale Zusatzspannung erzeugen, so soll die Geschwindigkeit bei Leerlauf möglichst nahe bei der zu U gehörigen liegen.

Bei allen Geschwindigkeiten ist aber das Verhältnis der erzeugten Wattspannung zur verbrauchten wattlosen Spannung, d. h. $\frac{\overline{QP}}{\overline{OQ}}$

in Fig. 261 kleiner als 1. Dies ist der wesentlichste Nachteil der Induktionszusatzmaschine, da auch bei induktionsfreier Belastung die Zentrale mit wattlosen Strömen belastet wird, und zwar wird der Leistungsfaktor der Generatoren um so kleiner, je größer die Belastung wird.

Sei r_b der der Belastung entsprechende Widerstand, r_l der Leitungswiderstand, so ist die Phasenverschiebung der Generatoren

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{x}{r_b + r_l - r}.$$

Da nun bei konstanter Geschwindigkeit der Zusatzmaschine x und r sich nicht ändern, während r_b mit steigender Belastung abnimmt, wächst auch die Phasenverschiebung. Um bei induktionsfreier Belastung die Leitung so zu kompondieren, daß bei konstanter Primärspannung die Sekundärspannung konstant wird, müßte die Geschwindigkeit der Zusatzmaschine mit der Belastung verändert werden. Denn für induktionsfreie Belastung würde mit den obigen Bezeichnungen die Sekundärspannung bei konstantem r

$$P_2 = \sqrt{P_1^2 - J^2 x^2} - J(r_l - r).$$

Sie wird ein Maximum, wenn

$$-(r_l - r) = \sqrt{P_1^2 - J^2 x^2}$$

ist. Dann ist

$$J_{P_2 = \max} = \frac{P}{x \sqrt{1 + \frac{x^2}{(r - r_l)^2}}}$$

und

$$P_{2 \max} = P_1 \sqrt{1 + \left(\frac{r - r_l}{x}\right)^2} \quad . \quad . \quad . \quad (261)$$

Die Spannung wächst also vom Werte $P_2 = P_1$ bei Leerlauf bis zu $P_{2 \max}$ und fällt wieder, wenn der Strom obigen Wert überschritten hat. Es müßte also mit wachsender Belastung r erst abnehmen und dann wieder steigen.

Das gleiche ist der Fall, wenn man die Reaktanz der Leitung mit berücksichtigt, die einfach als eine Vergrößerung der gesamten Reaktanz x erscheint.

Da nun mit zunehmender Belastung die Geschwindigkeit der Zusatzmaschine etwas fällt, wenn man sie nicht von Hand nachreguliert, ist es im allgemeinen nicht möglich, die Leitung auf konstante sekundäre Spannung zu kompondieren.

Ist die Belastung induktiv, so wird bei konstanter Geschwindigkeit der Zusatzmaschine die Spannung von Leerlauf steigen, wenn $\operatorname{tg} \varphi_b < \frac{r - r_l}{x}$ ist, und den größten Wert

$$P_{2 \max} = P_1 \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \left(\operatorname{arctg} \frac{r - r_l}{x} - \varphi_b \right)}$$

erreichen und dann wieder fallen.

Ist $\operatorname{tg} \varphi_b \geq \frac{r - r_l}{x}$, so fällt die Spannung von Leerlauf an beständig.

Besteht die Belastung z. B. aus Asynchronmotoren, deren Leistungsfaktor mit der Belastung steigt, deren Phasenverschiebung also mit der Belastung abnimmt, so kann unter Umständen eine Kompoundierung und gegebenenfalls eine Überkompoundierung erzielt werden.

Es bleibt aber auch hier der Nachteil bestehen, daß die Generatoren stets mit einer größeren Phasenverschiebung arbeiten, also größer werden als ohne Zusatzmaschine, und daher hat die Induktionszusatzmaschine bisher keine weitere Anwendung finden können.

Zwanzigstes Kapitel.

Kaskadenschaltung von zwei Induktionsmaschinen.

100. Die Anwendung einer Induktionsmaschine als allgemeiner Transformator. — 101. Allgemeines über die Kaskadenschaltung von zwei Induktionsmaschinen. — 102. Ersatzstromkreis und Stromdiagramm. — 103. Drehmomente, Leistungen und EMKe. — 104. Ersatz des Stromdiagramms durch zwei Kreise. — 105. Experimentelle Untersuchung von zwei in Kaskade geschalteten Induktionsmaschinen. — 106. Anlassen und Tourenregelung von zwei Motoren in Kaskadenschaltung.

100. Die Anwendung einer Induktionsmaschine als allgemeiner Transformator.

Die EMKe in der Sekundärwicklung einer Induktionsmaschine haben die Periodenzahl der Schlüpfung. Diese ist kleiner als die primäre Periodenzahl in dem Bereich von $s = +1$ bis $s = -1$, d. h. von Stillstand bis zu doppelt synchroner Umdrehungszahl des Rotors. Über diesen Bereich hinaus, also bei Rückwärtsdrehung oder mehr als doppelt synchroner Umdrehungszahl des Rotors ist die Periodenzahl der Schlüpfung dagegen größer als die primäre Periodenzahl.

Öffnet man die Rotorwicklung und verbindet sie mit einem Verbrauchsstromkreise, so kann daher die Induktionsmaschine als Periodenzahlumformer verwendet werden.

Die Periodenzahl wird verringert, wenn der Rotor mit einer Geschwindigkeit zwischen Stillstand und doppeltem Synchronismus läuft, vergrößert bei Rückwärtsdrehung oder bei mehr als doppelt synchroner Umdrehungszahl. Hierbei kann auch die Größe der Spannungen und die Phasenzahl durch passende Wahl der Phasen- und Windungszahlen transformiert werden.

Die Induktionsmaschine stellt daher, wie zuerst Steinmetz (ETZ 1896) klar hervorgehoben hat, einen allgemeinen Wechselstromtransformator dar, d. h. einen Apparat zur Transformation der Spannung, der Phasenzahl und der Periodenzahl.

Von einem stationären Wechselstromtransformator unterscheidet sich der allgemeine Transformator zunächst dadurch, daß das Verhältnis der primären und sekundären induzierten EMKe einer Phase nicht gleich dem Verhältnis der Windungszahlen ist, sondern gleich dem Verhältnis der Produkte aus Windungszahl und Periodenzahl

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{c_2 f_2 w_2}{c_1 f_1 w_1},$$

während das Verhältnis der Ströme (abgesehen vom Erregerstrom) umgekehrt proportional den Windungszahlen aller Phasen ist,

$$\frac{J_2}{J_1} = \frac{m_1 f_1 w_1}{m_2 f_2 w_2}.$$

Das Verhältnis der Produkte aus induzierter EMK und Strom aller Phasen, also das Verhältnis von der auf die sekundäre Wicklung übertragenen Leistung zu der von der primären Wicklung aufgenommenen Leistung (abgesehen von den Verlusten) ist also nicht gleich 1, sondern gleich dem Verhältnis der sekundären zur primären Periodenzahl

$$\frac{m_2 E_2 J_2}{m_1 E_1 J_1} = \frac{c_2}{c_1} = s.$$

Ist die sekundäre Periodenzahl kleiner als die primäre, also zwischen Stillstand und Synchronismus, so ist die sekundär abgegebene elektrische Leistung kleiner als die primär zugeführte, und die Differenz wird in mechanische Leistung umgesetzt. Die Maschine arbeitet dann gleichzeitig als Motor.

Man kann nun entweder die motorische Leistung direkt verwenden und die transformierte elektrische Leistung in einem zweiten Motor ebenfalls in mechanische Leistung umsetzen und somit zwei Maschinen zu einem Motoraggregat vereinigen, das eine andere Tourenzahl hat als ein Induktionsmotor allein (Kaskadenschaltung von Induktionsmotoren), oder man kann die transformierte elektrische Leistung an ein sekundäres Netz abgeben und die mechanische Leistung zum Antrieb eines synchronen oder asynchronen Generators verwenden, der diese Leistung dann ebenfalls als elektrische Leistung an das sekundäre Netz abgibt (Periodenumformer von Steinmetz).

Ist die sekundäre Periodenzahl größer als die primäre, also z. B. bei Rückwärtsdrehung des Rotors, so ist die in der sekundären Wicklung erzeugte Leistung größer als die von der primären Wicklung aufgenommene Leistung, und die Differenz muß dem Rotor mechanisch bei der Drehung gegen das Drehfeld zugeführt werden durch Antrieb mittels eines besonderen Motors.

Oberhalb Synchronismus wird das Verhältnis von sekundär abgegebener Leistung zu primär zugeführter Leistung negativ, d. h. es wird auch in der Statorwicklung Leistung erzeugt, und die Summe der beiden erzeugten Leistungen gibt die zum übersynchronen Antrieb erforderliche mechanische Leistung. Solange die übersynchrone Geschwindigkeit kleiner ist als die doppelt synchrone, sind Leistung und Periodenzahl sekundär kleiner als primär, dagegen größer als primär, wenn die übersynchrone Geschwindigkeit größer ist als die doppeltsynchrone.

Wir wollen im folgenden einige Anwendungen der Induktionsmaschine als allgemeinen Transformator näher betrachten.

101. Allgemeines über die Kaskadenschaltung von zwei Induktionsmaschinen.

Bei der Regulierung der Tourenzahl eines Asynchronmotors mittels Rotorwiderständen geht, wie aus dem zwölften Kapitel bekannt ist, ein großer Teil der auf den Rotor übertragenen Leistung als Stromwärme in den Widerständen verloren, und zwar beträgt dieser Teil prozentual von der gesamten übertragenen Leistung ebenso viel wie die geschlüpfte Tourenzahl von der synchronen Tourenzahl.

Um diesen der Schlüpfung proportionalen Teil der Leistung als mechanische Leistung nutzbar zu machen, schaltet man anstelle der Widerstände in den Rotorstromkreis einen zweiten Asynchronmotor und läßt ihn an der mechanischen Arbeitsabgabe teilnehmen. Ein stabiles System ergibt sich aber nur dann, wenn beide Ma-

schinen auch mechanisch gekuppelt sind. Meistens werden sie auf derselben Welle befestigt.

Eine derartige Anordnung von zwei Asynchronmotoren bezeichnet man als Kaskadenschaltung. Sie ist gleichzeitig von Görges (D. R. P. 73050

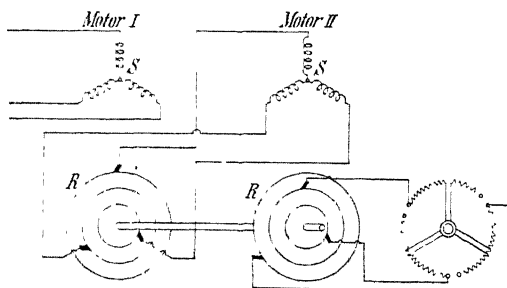


Fig. 263a. Schema einer Kaskadenschaltung (Rotor I in Kaskade mit Stator II).

1893) und von Steinmetz (Amerik. Patent 587340 1893) angegeben worden.

Fig. 263a stellt das Schema einer Kaskadenschaltung dar.

Der Stator *S* der ersten Maschine ist an das Netz angeschlossen,

der im Rotor R induzierte Strom wird aus den Schleifringen in den Stator des zweiten Motors geführt, und der Rotor der zweiten Maschine ist direkt oder beim Anlauf über einen Anlaßwiderstand kurzgeschlossen.

Man kann die 6 Schleifringe entbehren, wenn man den Strom aus dem ersten Rotor in den zweiten Rotor führt und den Stator des zweiten Motors kurzschließt. Will man aber jeden Rotor für sich allein kurzschließen können, so muß man auch hier die Schleifringe beibehalten (Fig. 263 b).

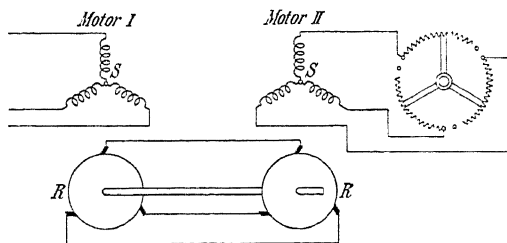


Fig. 263 b. Schema einer Kaskadenschaltung (Rotor I in Kaskade mit Rotor II).

Hierbei müssen die Anschlüsse zweier Rotorphasen vertauscht werden, damit beide Rotoren sich in demselben Sinne drehen. Denn die zweite Maschine, der man den Strom im Rotor zuführt und deren Stator kurzgeschlossen ist, hat ein Drehmoment, dessen Richtung der Drehrichtung des Rotordrehfeldes entgegengesetzt ist.

Bei Stillstand wirkt die erste Maschine als ruhender Transformator, und die zweite erhält Strom von der Grundperiodenzahl. Läuft das Aggregat, so erhält der zweite Motor Strom von der Periodenzahl der Schlüpfung des ersten Rotors, die erste Maschine wirkt dann teils als Motor, teils als Transformator, die zweite als Motor.

Die Tourenzahl, bei der das Aggregat läuft, ergibt sich wie folgt:

Es sei p_1 die Polpaarzahl der ersten,
 p_2 die Polpaarzahl der zweiten Maschine,
 c_1 die Periodenzahl des Netzes.

In der ersten Maschine rotiert das Drehfeld mit

$$n_1 = \frac{60 c_1}{p_1} \text{ Umdr. i. d. Min.}$$

Machen die beiden gekuppelten Rotoren n Umdr. i. d. Min., so ist die Periodenzahl des Stromes im ersten Rotor, und in Fig. 263 b auch im zweiten Rotor, gleich

$$\frac{n_1 - n}{60} p_1.$$

In der zweiten Maschine rotiert das Drehfeld mit $(n_1 - n) \frac{p_1}{p_2}$ Umdr. i. d. Min. gegenüber der Primärwicklung, also in Fig. 263a gegenüber dem Stator und in Fig. 263b gegenüber dem Rotor. Die zweite kurzgeschlossene Maschine kann stabil als Motor nur in der Nähe einer mit dem Drehfeld synchronen Tourenzahl laufen, d. h. in der Nähe von

$$n = (n_1 - n) \frac{p_1}{p_2}$$

oder

$$n = \frac{n_1 p_1}{p_1 + p_2} = \frac{60 c_1}{p_1 + p_2} \quad . \quad . \quad . \quad (262)$$

Das Aggregat strebt also einer synchronen Tourenzahl zu, die der Summe der Polzahlen beider Maschinen entspricht.

Bei dieser Tourenzahl wird in der kurzgeschlossenen Sekundärwicklung des zweiten Motors kein Strom induziert. Im ersten Rotor kann also nur der Magnetisierungsstrom des zweiten Motors fließen, der aber hauptsächlich wattlos ist und keine motorische Leistung ergibt. Diese Tourenzahl entspricht also dem ideellen Leerlauf. Wird das Aggregat belastet, so muß es gegen die synchrone Tourenzahl um einige Prozent schlüpfen, damit ein Wattstrom induziert werden kann.

Treibt man dagegen das Aggregat etwas über die synchrone Geschwindigkeit an, so wird zunächst die zweite Maschine ein Generator, da sie schneller rotiert als ihr Drehfeld. Der Wattstrom kehrt also seine Richtung gegenüber der EMK um, und da in der ersten Maschine derselbe Wattstrom fließt wie in der zweiten, hat er auch hier seine Richtung gegen die EMK umgekehrt, und auch die erste Maschine ist ein Generator, obwohl sie langsamer rotiert als ihr Drehfeld.

Wenn das Aggregat als Motor läuft, verteilen sich, abgesehen von den Verlusten, die Leistungen in folgender Weise auf die beiden Maschinen. Die auf den ersten Rotor übertragene elektrische Leistung teilt sich in zwei Teile. Der erste Teil ist seiner Geschwindigkeit und der zweite seiner Schlüpfung gegenüber seinem Drehfeld proportional. Nur den ersten Teil setzt er in mechanische Leistung um, der zweite Teil wird an den zweiten Motor weitergeleitet, der ihn in mechanische Leistung umsetzt. Es verhalten sich also die Anteile der beiden Motoren an der ganzen Leistung wie $\frac{n}{n_1 - n}$, d. h. in der Nähe der synchronen Tourenzahl wie $\frac{p_1}{p_2}$.

Die Leistungen beider Motoren verhalten sich also wie ihre Polzahlen.

Dies ergibt sich auch aus der Überlegung, daß in den beiden in Fig. 263 b hintereinander geschalteten Rotoren die EMKe, abgesehen vom Spannungsabfall in der Wicklung, gleich groß sind, und da sie dieselbe Periodenzahl haben, sind für beide Rotoren die Produkte $w\Phi$ annähernd gleich groß. Die Drehmomente sind aber proportional $pJw\Phi$, und da beide Rotoren auch denselben Strom J haben, verhalten sich die Drehmomente beider Maschinen und die Leistungen wie die Polzahlen.

Sind die Polzahlen beider Maschinen gleich groß, so ist die synchrone Tourenzahl des Aggregates gleich der halben synchronen Tourenzahl einer Maschine, und die Drehmomente beider Maschinen sind annähernd gleich groß.

Sind die Polzahlen des ersten und zweiten Motors voneinander verschieden, so können wir mit der Kaskadenschaltung zunächst die folgenden Tourenstufen erhalten:

$$\text{Beide Motoren in Kaskade } n = \frac{60 c_1}{p_1 + p_2},$$

$$\text{Erster Motor allein } n = \frac{60 c_1}{p_1},$$

$$\text{Zweiter Motor allein } n = \frac{60 c_1}{p_2}.$$

Nehmen wir z. B. $p_1 = 6$, $p_2 = 4$, so erhalten wir für $c_1 = 50$ Perioden die 3 Stufen 300, 500, 750 Umdr. i. d. Min., und da sich wie gezeigt die Drehmomente der Motoren wie die Polzahlen verhalten, stehen sie hierbei im Verhältnis 10 : 6 : 4.

Die Abhängigkeit des Drehmomentes von der Geschwindigkeit wird also durch eine gleichseitige Hyperbel (Fig. 264) dargestellt, und sie entspricht der Charakteristik eines Gleichstrom-Hauptschlußmotors.

Hierin liegt die Bedeutung der Kaskadenschaltung für elektrische Bahnen.

Um jeden der beiden Motoren für sich verwenden zu können, wird man ihre Rotoren je für sich kurzschließen und jeweils den anderen unerregt mitlaufen

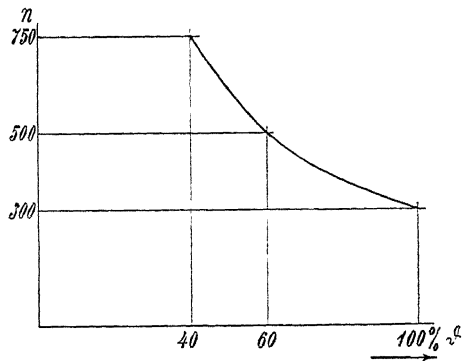


Fig. 264. Abhängigkeit des Drehmomentes von der Umdrehungszahl.

lassen. Man wendet also die Schaltung Fig. 263 b an, weil für den Fall, daß der zweite Motor an das Netz angeschlossen wird, man die Isolation für die volle Netzspannung am besten in den Stator legt und die Rotoren gleichartig für die Niederspannung wickelt.

Danielson¹⁾ hat noch eine weitere Geschwindigkeitsstufe vorgeschlagen, die man erhält, wenn man die Drehrichtung des Drehfeldes im zweiten Motor umkehrt. Die synchrone Tourenzahl des Aggregates entspricht dann der Differenz der Polzahlen beider Maschinen, sie ist also in obigem Beispiele gleich 1500.

Hat der erste Motor bei der Schaltung von Danielson die größere Polzahl und das größere Drehmoment, so wird er das Aggregat beim Anlauf in der Drehrichtung seines Drehfeldes antreiben, und bei der Tourenzahl $\frac{60 c_1}{p_1 - p_2}$ ist die Periodenzahl in den

hintereinandergeschalteten Rotoren $c_1 \frac{p_2}{p_1 - p_2}$, also für obiges Beispiel 100 Perioden i. d. Sek. Beide Maschinen arbeiten also mit hohen Verlusten und sehr hohen Spannungen in den Rotorwicklungen. Die Schaltung ist ungünstig und hat keine praktische Anwendung gefunden.

Die Verhältnisse werden noch ungünstiger, wenn der zweite Motor die größere Polzahl und das größere Drehmoment hat. Dann wird der zweite Motor beim Anlauf das Aggregat entgegengesetzt zum Drehfeld des ersten antreiben. Die synchrone Tourenzahl

$$n = \frac{60 c_1}{p_1 - p_2}$$

wird für $p_2 > p_1$ negativ, d. h. die Drehrichtung ist die umgekehrte, und die sekundäre Periodenzahl bei dieser Tourenzahl ist

$$\frac{n_1}{60} - n = \frac{c_1 p_2}{p_2 - p_1}.$$

Nehmen wir $p_1 = 4$ und $p_2 = 6$ an, so wird also für $c_1 = 50$ die sekundäre Periodenzahl 150.

Wir betrachten daher im folgenden nur die einfache Kaskadenschaltung, bei der die Drehfelder in beiden Maschinen in gleichem Sinne rotieren, und legen ihr die Schaltung der Fig. 263 b zugrunde.

102. Ersatzstromkreis und Stromdiagramm.

Zur näheren Untersuchung der Kaskadenschaltung verwendet man am besten das Stromdiagramm, das sich mit Hilfe des Ersatzstromkreises ableiten läßt.

¹⁾ Trans. of Am. Inst. of El. Eng. 1898.

Um den Ersatzstromkreis aufzustellen, berechnen wir die Periodenzahlen der Ströme in den verschiedenen Teilen bei einer beliebigen Tourenzahl. Es bezeichne

$n_1 = \frac{60 c_1}{p_1}$ die Umdrehungszahl des Drehfeldes in der ersten Maschine,

n_2 die der Summe der Polzahlen entsprechende synchrone Tourenzahl $n_2 = \frac{60 c_1}{p_1 + p_2}$,

n die Tourenzahl des Aggregates,

so ist die Schlüpfung des Aggregates

$$s = \frac{n_2 - n}{n_2}.$$

Ferner sei

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{p_1}{p_1 + p_2} \\ \beta &= \frac{p_2}{p_1 + p_2} \end{aligned} \right\} \alpha + \beta = 1.$$

Im ersten Rotor ist die Periodenzahl

$$c_2 = \frac{n_1 - n}{60} p_1.$$

Es ist $n = n_2 (1 - s) = \alpha n_1 (1 - s)$, mithin

$$c_2 = c_1 [1 - \alpha (1 - s)] = c_1 (\beta + \alpha s) \quad . \quad (263)$$

Im zweiten Motor macht das Drehfeld relativ zum Rotor

$$(n_1 - n) \frac{p_1}{p_2} \text{ Umdr. i. d. Min.}$$

Die Tourenzahl der Schlüpfung ist also

$$n_s = (n_1 - n) \frac{p_1}{p_2} - n = n_1 \frac{\alpha}{\beta} - \frac{n}{\beta} = \frac{n_2 - n}{\beta} = \frac{n_2 s}{\beta}$$

und die Periodenzahl im Sekundärteil des zweiten Motors

$$c_3 = p_2 \frac{n_s}{60} = \frac{p_2 n_2 s}{60 \beta} = \frac{(p_1 + p_2) n_2 s}{60} = s c_1 \quad . \quad (264)$$

Es sei nun

$\mathfrak{Z}_1 = r_1 - jx_1$ die Impedanz einer Phase der Statorwicklung des ersten Motors,

$\mathfrak{Z}_2' = \frac{r_2'}{\beta + \alpha s} - jx_2'$ die auf primär reduzierte Impedanz der hinter-einander geschalteten Wicklungen der beiden Rotoren,

$z_3' = \frac{r_3'}{s} - jx_3'$ die auf primär reduzierte Impedanz der Wicklung des zweiten Stators,

$y_a = g_a + jb_a$ die Erregeradmittanz einer Phase der ersten Maschine,

$y_b' = g_b' + jb_b'$ die auf primär reduzierte Erregeradmittanz der zweiten Maschine,

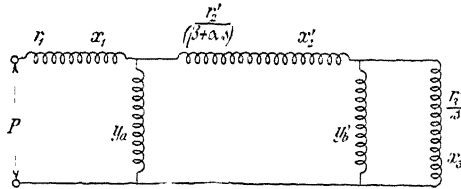


Fig. 265. Ersatzstromkreis der Kaskadenschaltung.

so ergibt sich der in Fig. 265 dargestellte Ersatzstromkreis der Kaskadenschaltung; aus dem wir nun das Stromdiagramm durch Inversion ableiten wollen.

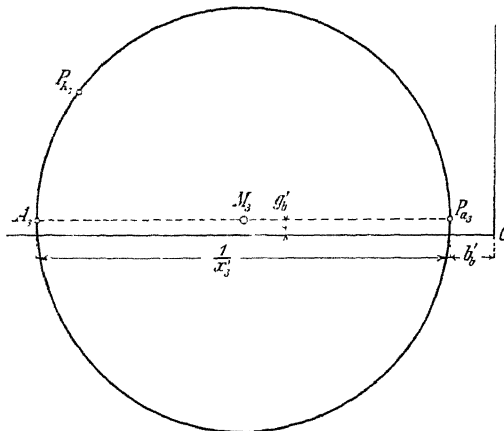


Fig. 266.

Der geometrische Ort für die resultierende Admittanz aus den beiden parallel geschalteten Admittanzen y_b' und $\frac{1}{\frac{r_3'}{s} - jx_3'}$ ist wie bei einem Induktionsmotor ein Kreis (Fig. 266) mit dem Durchmesser $\frac{1}{x_3'}$, dessen Mittelpunkt die Abszisse $\frac{1}{2x_3'} + b_b'$ und die Ordinate g_b' hat.

Das Diagramm der Impedanz der beiden parallel geschalteten Stromzweige ist also wieder ein Kreis, den wir durch Inversion aus dem Admittanzkreis erhalten.

Mit dieser resultierenden Impedanz ist die Impedanz $\frac{r_2'}{\beta + s\alpha} - jx_2'$ in Reihe geschaltet.

Die Endpunkte der Vektoren dieser Impedanz liegen auf einer Parallelen G zur Ordinatenachse (Fig. 267) im Abstände $\overline{OA_2} = x_2'$.

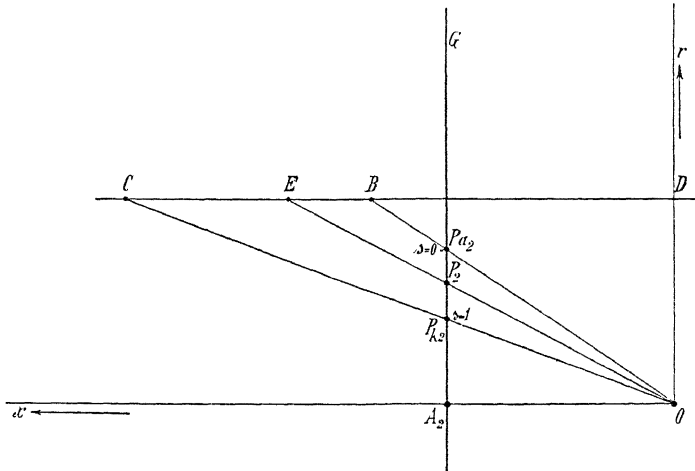


Fig. 267.

Trägt man auf G $\overline{A_2 P_{k2}} = r_2'$ auf, so ist $\overline{OP_{k2}}$ die Impedanz $\frac{r_2'}{\beta + s\alpha} - jx_2'$ für Stillstand ($s=1$), weil $\alpha + \beta = 1$.

Ist $\overline{A_2 P_{a2}} = \frac{r_2'}{\beta}$, so entspricht Punkt P_{a2} dem Synchronismus ($s=0$). Für eine beliebige Schlüpfung s sei

$$\overline{A_2 P_2} = \frac{r_2'}{\beta + s\alpha}.$$

Ziehen wir \overline{CD} in beliebigem Abstand parallel zur Abszissenachse und bringen die drei Strahlen $\overline{OP_{k2}}$, $\overline{OP_2}$, $\overline{OP_{a2}}$ mit dieser Geraden zum Schnitt in C , E , B , so verhält sich

$$\frac{\overline{BD}}{\overline{CD}} = \frac{\overline{A_2 P_{k2}}}{\overline{A_2 P_{a2}}} = \frac{\beta}{\beta + \alpha},$$

daher

$$\frac{\overline{CB}}{\overline{CD}} = \frac{\alpha}{\alpha + \beta}.$$

Ferner ist

$$\frac{\overline{ED}}{\overline{CD}} = \frac{\overline{A_2 P_{k2}}}{\overline{A_2 P_2}} = \frac{\beta + s\alpha}{\beta + \alpha}$$

und

$$\frac{\overline{EB}}{\overline{CD}} = \frac{\overline{ED} - \overline{BD}}{\overline{CD}} = \frac{s\alpha}{\beta + \alpha},$$

$$\frac{\overline{EB}}{\overline{CB}} = \frac{s\alpha}{\alpha} = s$$

ist ein Maß für die Schlüpfung. Den negativen Werten entsprechen solche Strahlen \overline{OP} , welche die Gerade \overline{CD} rechts von B schneiden.

Im Punkte D wird $s = -\frac{\beta}{\alpha}$, hier ist $\frac{r_2'}{\beta + s\alpha} = \infty$.

Während sich also Punkt P_2 für die Schlüpfungen von $s=1$ bis $s=0$ von P_{k2} bis P_{a2} verschiebt, bewegt er sich für die negativen Schlüpfungen von 0 bis $s = -\frac{\beta}{\alpha}$ auf dem oberen Teil der Geraden G bis zum unendlich fernen Punkt dieser Geraden.

Für die negativen Schlüpfungen von $s = -\frac{\beta}{\alpha}$ bis $s = -\infty$ durchläuft er vom unendlich fernen Punkt den unteren Teil der Geraden bis A_2 . Das Stück $\overline{P_{k2}A_2}$ entspricht den positiven Schlüpfungen von $s=1$ bis $s = +\infty$.

Um nun die aus der Parallelschaltung von \mathfrak{Y}_b' und $\frac{r_3'}{s} - jx_3'$ resultierende Impedanz zu der Impedanz $\frac{r_2'}{\beta + s\alpha} - jx_2'$ (s. Fig. 265) zu addieren, verfahren wir wie in Fig. 268 dargestellt ist.

In dieser Figur stellt Z_3 den Impedanzkreis dar, der durch Inversion des Admittanzkreises (Fig. 266) erhalten wird. Die Punkte P_{k3} , A_3 und P_{a3} des Kreises Fig. 266 und des Kreises Z_3 entsprechen also einander.

Die Punkte P_{k3} und A_3 (für $s=1$ bzw. $s=\infty$) liegen auf dem Kreise Z_3 nahe beisammen. P_{a3} entspricht dem Synchronismus ($s=0$). In die Fig. 268 ist auch die Impedanzgerade G der Fig. 267 eingetragen. Den Punkten P_{k3} , A_3 und P_{a3} entsprechen auf dieser Geraden die Punkte P_{k2} , A_2 und P_{a2} . Um nun, wie gefordert, die Impedanzen zu addieren, addiert man die Vektoren von zwei zusammengehörigen Punkten z. B. von P_{k3} P_{k2} , A_3 A_2 und P_{a3} P_{a2} und erhält zunächst die drei Punkte P_k , A und P_a .

Während sich der Impedanzvektor $\frac{1}{\mathfrak{Y}_b' + \frac{1}{\frac{r_3'}{s} - jx_3'}}$ von Still-

stand bis Synchronismus auf dem oberen Bogen $\overline{P_{k3}P_{a3}}$ des Kreises Z_3 verschiebt, bewegt sich der Impedanzvektor $\frac{r_2'}{\beta + s\alpha} - jx_2'$ auf

der Geraden nur auf dem kurzen Stück $\overline{P_{k2}P_{a2}}$. Die resultierende Kurve hat daher auf dem Stück P_kP_a einen dem Kreis ähnlichen Verlauf und ist entsprechend gegen ihn verschoben.

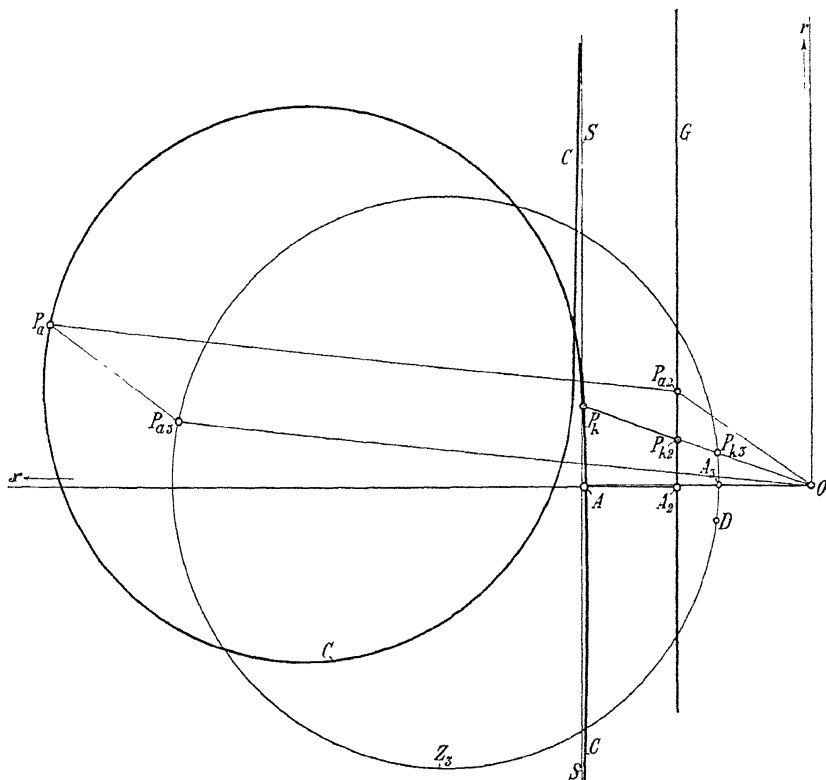


Fig. 268.

Den negativen Schlüpfungen entspricht der untere Kreisbogen $P_{a3}A_3$, während der andere Impedanzvektor sich bis zu $s = -\frac{\beta}{\alpha}$ auf dem oberen Teil der Geraden bewegt. Bei kleinen Schlüpfungen ändern sich aber die Vektoren, die nach dem Kreis führen, sehr schnell, die nach der Geraden nur langsam, und die resultierende Kurve hat noch einen Verlauf, der dem des Kreises ähnlich ist. Je mehr die Schlüpfung sich dem Wert $s = -\frac{\beta}{\alpha}$ nähert, um so schneller wachsen die Vektoren, die nach der Geraden G führen. Daher biegt die resultierende Kurve C nach oben ab und verläuft bei $s = -\frac{\beta}{\alpha}$ in die Unendlichkeit, wobei sie sich asymptotisch

einer Parallelen $\bar{S}\bar{S}$ zur Ordinatenachse nähert. Auf dem Kreis Z_3 entspricht der Schlüpfung $s = -\frac{\beta}{\alpha}$ ein Punkt D , und daher ist der Abstand der Geraden $\bar{S}\bar{S}$ von der Geraden G gleich der Abszisse des Kreispunktes D . Wächst die negative Schlüpfung von $s = -\frac{\beta}{\alpha}$ bis $s = -\infty$, so bewegt sich der Impedanzvektor auf der Geraden G von der Unendlichkeit auf dem unteren Teil dieser Geraden bis A_2 , die entsprechenden Vektoren auf dem Kreis verschieben sich von D bis A_3 . Die resultierende Impedanzkurve C kehrt also hier aus der Unendlichkeit bis A zurück und schmiegt sich dem unteren Teil der Geraden $\bar{S}\bar{S}$ an. Ebenso liegen die Punkte der Kurve C zwischen P_k und A (d. h. für positive Schlüpfung von $s = 1$ bis $s = \infty$) dicht an der Geraden $\bar{S}\bar{S}$.

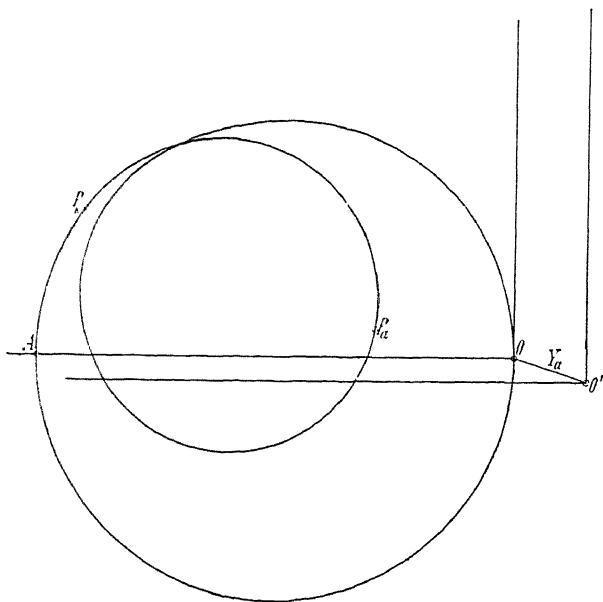


Fig. 269.

Inversieren wir die Kurve C , so erhalten wir das Admittanzdiagramm, das im Strommaßstab die Ströme des zweiten Motors bei konstanter EMK des ersten Motors darstellt. Es ist eine Kurve vierten Grades (Fig. 269). Dem unendlich fernen Punkt der Schleife C in Fig. 268 entspricht der Punkt 0 in Fig. 269. Bei der Schlüpfung $s = -\frac{\beta}{\alpha} = -\frac{p_2}{p_1}$ läuft der erste Motor synchron

mit seinem Drehfeld, und es wird daher in Punkt 0 kein Strom an den zweiten Motor abgegeben.

\overline{OP}_k ist der Strom bei Stillstand, \overline{OP}_a bei Synchronismus, \overline{OA} bei unendlich großer Schlüpfung.

Addieren wir zu den Vektoren dieser Schleife die Erregeradmittanz \mathfrak{Y}_a des ersten Motors, indem wir den Koordinatenanfangspunkt von 0 nach O' um \mathfrak{Y}_a verschieben, so stellen die Vektoren von O' nach der Schleife im Strommaßstab die Statorströme der ersten Maschine bei konstanter induzierter EMK dar.

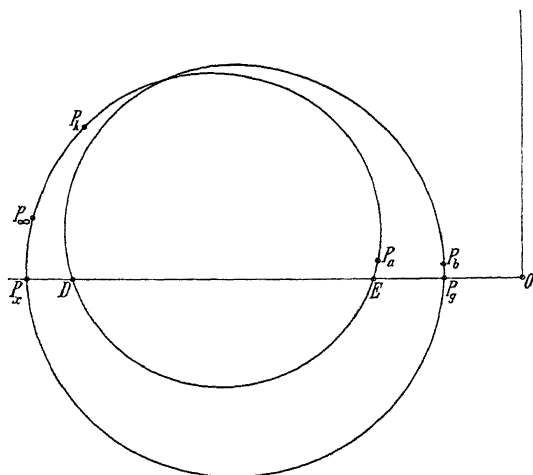


Fig. 270. Stromdiagramm der Kaskadenschaltung.

Um noch den Spannungsabfall im ersten Stator zu berücksichtigen, bildet man durch Inversion der Kurve (Fig. 269) das ihr entsprechende Impedanzdiagramm und addiert zu ihm die konstante Statorimpedanz durch Verschiebung des Koordinatenanfangspunktes um $\mathfrak{Z}_1 = r_1 - jx_1$ (diese Konstruktion ist in der Figur fortgelassen). Durch nochmalige Inversion erhält man das gesamte Admittanzdiagramm bzw. Stromdiagramm für konstante primäre Klemmenspannung (Fig. 270), das eine der Fig. 269 ähnliche Schleife darstellt.

In Fig. 270 ist P_k wieder der Kurzschlußpunkt, P_a der synchrone Punkt. Der Bogen $P_k P_a$ entspricht dem Arbeitsbereich beider Maschinen als Motor. Der Leistungsfaktor ist verhältnismäßig klein, denn der bei Synchronismus aufgenommene Strom \overline{OP}_a ist die Summe der Magnetisierungsströme beider Maschinen. Oberhalb Synchronismus beginnt das Aggregat bei E zu generieren, da der Wattstrom in der zweiten Maschine sein Vorzeichen um-

kehrt und daher auch in der ersten Maschine der EMK entgegengerichtet ist.

Je mehr aber die Schlüpfung steigt, um so mehr steigt in der Sekundärwicklung der zweiten Maschine die Reaktanz, und der Strom kommt immer mehr außer Phase mit der EMK. Im ersten Rotor und in der Primärwicklung der zweiten Maschine nimmt aber die Periodenzahl ab. Es kommen daher die EMKe beider Maschinen außer Phase, so daß der Strom, der in der zweiten Maschine als Generatorstrom wirkt, in der ersten wieder als Motorstrom wirkt.

Daher erreicht die Generatorleistung bald ein Maximum und wird Null bei Punkt D . Von D ab nimmt das Aggregat wieder eine elektrische Leistung auf. Es wird aber noch nicht stabil laufen können, solange die aufgenommene Leistung kleiner als die Bremsleistung der zweiten Maschine und die Verluste ist. Da mit steigender Tourenzahl die zweite Maschine eine immer kleinere EMK erhält, wird sie schließlich nur wenig bremsen können, und die aufgenommene elektrische Leistung steigt. Die erste Maschine kann dann wieder stabil in der Nähe des Punktes P_b als Motor laufen, wobei die zweite Maschine sich fast nur wie eine in den Rotor der ersten geschaltete Reaktanz verhält. P_b entspricht der Schlüpfung $s = -\frac{\beta}{\alpha}$ (Synchronismus des ersten Rotors). Hier ist die EMK der zweiten Maschine Null, und $\bar{O}\bar{P}_b$ ist der Magnetisierungsstrom der ersten Maschine.

Treibt man das Aggregat über diese Geschwindigkeit an, so beginnt es bei P_g wieder zu generieren. Beide Maschinen wirken jetzt als Generator, und die Generatorwirkung reicht bis P_x . Von P_x bis P_∞ ist die generierte Leistung kleiner als der Verlust, und daher nimmt das Aggregat auch noch elektrische Leistung auf. P_∞ entspricht der Schlüpfung $s = \infty$. Der Bogen $P_x P_\infty$ bedeutet Schlüpfungen $s > 1$, d. h. Drehung gegen das Drehfeld und Wirkung als Bremse.

Das Aggregat hat also zwei stabile Arbeitsbereiche als Motor und als Generator. Der eine liegt in der Nähe des Punktes P_a bei der synchronen Geschwindigkeit, $n = n_2 = \frac{60 c_1}{p_1 + p_2}$, der zweite in der Nähe des Punktes P_b , d. h. bei der Geschwindigkeit $n = n_1 = \frac{60 c_1}{p_1}$.

Auf diese Geschwindigkeit kann das Aggregat aber nicht von selbst kommen, da es oberhalb der ersten Geschwindigkeit zunächst generiert. Man kann es etwa dadurch hinaufbringen, daß man den ersten Rotor zunächst über einen Widerstand schließt.

Dann wird man aber für diese Geschwindigkeitsstufe den ersten Motor für sich verwenden und mit kurzgeschlossenem Rotor arbeiten lassen, so daß der zweite leer mitläuft.

Der erste Motor allein arbeitet dann günstiger als das Aggregat, denn sein Kurzschlußstrom ist etwa doppelt so groß wie der Strom \overline{OP}_k in Fig. 270, weil dieser der Kurzschlußimpedanz beider Maschinen zusammen entspricht. Auf der oberen Geschwindigkeitsstufe hat also der erste Motor allein eine größere Überlastungsfähigkeit und einen besseren Leistungsfaktor als das Aggregat.

Dagegen läßt sich das Arbeitsgebiet des Aggregates oberhalb seines Synchronismus zur Stromrückgewinnung (Nutzbremsung) beim Übergang von der höheren auf die kleinere Geschwindigkeitsstufe verwenden.

Zuerst wollen wir die Leistungen der beiden Maschinen untersuchen.

103. Drehmomente, Leistungen und EMKe.

Da das Stromdiagramm der Kaskadenschaltung kein Kreis ist, lassen sich die Werte von Drehmoment, Leistung, Wirkungsgrad usw. nur punktweise ermitteln und zwar entweder durch Rechnung oder aus dem Diagramm.

Es seien Φ_1 und Φ_2 die Kraftflüsse der beiden Maschinen, E_1 und E_2' die EMKe bezogen auf eine Phase von der Windungszahl w_1 des ersten Stators und auf die volle Periodenzahl c_1 , also

$$E_1 = \pi \sqrt{2} c_1 w_1 f_1 \Phi_1 10^{-8}$$

$$E_2' = \pi \sqrt{2} c_1 w_1 f_1 \Phi_2 10^{-8}.$$

Ist J_3' der Strom im zweiten Stator, ψ_{3s} seine Phasenverschiebung gegen seine EMK sE_2' , so ist das Drehmoment des zweiten Motors für eine Phase (s. Gl. 22 S. 24)

$$\vartheta_{II} = J_3' w_1 f_1 p_2 \frac{\Phi_2}{\sqrt{2}} \cos \psi_{3s}$$

und die mechanische Leistung dieser Maschine:

$$W_{II} = \frac{2\pi n}{60} \vartheta_{II},$$

oder da

$$n = n_2 (1 - s) = \frac{60 c_1}{p_1 + p_2} (1 - s)$$

ist, wird

$$W_{II} = \frac{p_2}{p_1 + p_2} E_2' J_3' \cos \psi_{3s} (1 - s) = \beta E_2' J_3' \cos \psi_{3s} (1 - s) \quad (265),$$

Der Rotor der zweiten Maschine überträgt auf die kurzgeschlossene Statorwicklung eine Leistung

$$W_b = (\beta + s\alpha) E_2' J_3' \cos \psi_{3s},$$

weil seine EMK bei der Schlüpfung s gleich $(\beta + s\alpha) E_2'$ ist.

Die Differenz

$$\begin{aligned} W_b - W_{II} &= E_2' J_3' \cos \psi_{3s} [\beta + s\alpha - \beta(1-s)] \\ &= s E_2' J_3' \cos \psi_{3s} = V_3 = J_3'^2 r_3' \end{aligned}$$

ist der Stromwärmeverlust in der kurzgeschlossenen Statorwicklung.

Der gesamte Strom in den beiden Rotoren ist J_2' und um den Magnetisierungsstrom J_b' des zweiten Motors größer als J_3' . Bezeichnet ψ_{2s} die Phasenverschiebung von J_2' gegen die EMK der ersten Maschine E_1 , so ist das Drehmoment der ersten Maschine

$$\vartheta_I = J_2' w_1 f_1 p_1 \frac{\Phi_1}{\sqrt{2}} \cos \psi_{2s},$$

ihre mechanische Leistung

$$\begin{aligned} W_I &= \frac{2\pi n}{60} \vartheta_I = \frac{p_1}{p_1 + p_2} E_1 J_2' \cos \psi_{2s} (1-s) \\ &= \alpha E_1 J_2' \cos \psi_{2s} (1-s) \quad \dots \quad (266) \end{aligned}$$

Der Stator überträgt auf das Drehfeld des ersten Motors eine Leistung

$$W_a = E_1 J_2' \cos \psi_{2s}.$$

Die Differenz

$$W_a - W_I = E_1 J_2' \cos \psi_{2s} [1 - \alpha(1-s)] = E_1 J_2' \cos \psi_{2s} (\beta + s\alpha)$$

ist die transformierte Leistung.

Ziehen wir die Stromwärmeverluste in den beiden Rotoren $V_2 = J_2'^2 r_2'$ und die zur Deckung der Eisenverluste des zweiten Motors an diesen abgegebene Leistung $V_b = [(\beta + s\alpha) E_2']^2 g_b'$ ab, so bleibt die Leistung W_b

$$E_1 J_2' \cos \psi_{2s} (\beta + s\alpha) - V_2 - V_b = E_2' J_3' \cos \psi_{3s} (\beta + s\alpha).$$

Die gesamte mechanische Leistung ist daher

$$W_2 = W_I + W_{II} = (\alpha E_1 J_2' \cos \psi_{2s} + \beta E_2 J_3' \cos \psi_{3s}) (1-s).$$

Der Stator nimmt auf eine Leistung W_a vermehrt um die Eisenverluste $V_a = E_1^2 g_a$ und die Stromwärmeverluste $V_1 = J_1'^2 r_1$, so daß $W_1 = W_a + V_a + V_1$ wird. Der Wirkungsgrad ist daher $\eta = \frac{W_2}{W_1}$.

Wir haben nun die Größen E_2' , E_1 , J_3' , J_2' , ψ_{2s} und ψ_{3s} durch die Klemmenspannung und die Konstanten auszudrücken.

Aus dem Ersatzstromkreis (Fig. 265) ergibt sich der Statorstrom des zweiten Motors

$$\mathfrak{I}_3' = \frac{\mathfrak{E}_2'}{\frac{r_3'}{s} - jx_3'} = \frac{\mathfrak{E}_2'}{\mathfrak{Z}_{3s}'}$$

Der Magnetisierungsstrom des zweiten Motors ist

$$\mathfrak{I}_b' = \mathfrak{E}_2' \mathfrak{Y}_b'$$

und der Rotorstrom beider Maschinen

$$\mathfrak{I}_2' = \mathfrak{I}_3' + \mathfrak{I}_b' = \mathfrak{E}_2' \left(\frac{1}{\mathfrak{Z}_{3s}'} + \mathfrak{Y}_b' \right) = \mathfrak{E}_2' (g_2 + j b_2).$$

Die EMK der ersten Maschine ist

$$\begin{aligned} \mathfrak{E}_1 &= \mathfrak{E}_2' + \mathfrak{I}_2' \left(\frac{r_2'}{\beta + s\alpha} - jx_2' \right) = \mathfrak{E}_2' + \mathfrak{I}_2' \mathfrak{Z}_{2s}' \\ &= \mathfrak{E}_2' \left[1 + \mathfrak{Z}_{2s}' \left(\frac{1}{\mathfrak{Z}_{3s}'} + \mathfrak{Y}_b' \right) \right] = \mathfrak{E}_2' D e^{j\delta} = \mathfrak{E}_2' (D_1 + j D_2). \end{aligned}$$

Der Statorstrom der ersten Maschine ist

$$\mathfrak{I}_1 = \mathfrak{I}_2' + \mathfrak{I}_a,$$

worin

$$\mathfrak{I}_a = \mathfrak{E}_1 \mathfrak{Y}_a$$

ist, mithin ist

$$\mathfrak{I}_1 = \mathfrak{E}_2' \left[\left(\frac{1}{\mathfrak{Z}_{3s}'} + \mathfrak{Y}_b' \right) (1 + \mathfrak{Y}_a \mathfrak{Z}_{2s}') + \mathfrak{Y}_a \right] = \mathfrak{E}_2' (g_1 + j b_1).$$

Der Spannungsabfall im ersten Stator ist $\mathfrak{I}_1 \mathfrak{Z}_1$ und die Klemmenspannung

$$\mathfrak{P} = \mathfrak{E}_1 + \mathfrak{I}_1 \mathfrak{Z}_1.$$

$$\begin{aligned} \mathfrak{P} &= \mathfrak{E}_2' \left\{ 1 + \mathfrak{Z}_{2s}' \left(\frac{1}{\mathfrak{Z}_{3s}'} + \mathfrak{Y}_b' \right) + \mathfrak{Z}_1 \left[\left(\frac{1}{\mathfrak{Z}_{3s}'} + \mathfrak{Y}_b' \right) (1 + \mathfrak{Y}_a \mathfrak{Z}_{2s}') + \mathfrak{Y}_a \right] \right\} \\ &= \mathfrak{E}_2' C e^{j\gamma} = \mathfrak{E}_2' (C_1 + j C_2). \end{aligned}$$

Daher wird

$$E_2' = \frac{P}{C},$$

$$J_3' = \frac{P}{C \sqrt{\left(\frac{r_3'}{s} \right)^2 + x_3'^2}}.$$

Die Leistung des zweiten Motors ist

$$W_{II} = \beta E_2' J_3' \cos \psi_{3s} (1 - s) = \beta \frac{P^2}{C^2} \frac{r_3' \left(\frac{1}{s} - 1 \right)}{\left(\frac{r_3'}{s} \right)^2 + x_3'^2}.$$

Ferner wird

$$E_1 = P \frac{D}{C}$$

und

$$J_2' = \frac{P}{C} \sqrt{g_2^2 + b_2^2}.$$

Die Leistung des ersten Motors ist

$$W_I = \alpha E_1 J_2' \cos \psi_{2s} (1-s) = \alpha \frac{P^2}{C^2} D \sqrt{g_2^2 + b_2^2} \cos \left(\delta + \arctg \frac{b_2}{g_2} \right) (1-s).$$

Hiermit ist die gesamte Nutzleistung $W_I + W_{II}$ gegeben.

Der Primärstrom wird

$$J_1 = \frac{P}{C} \sqrt{g_1^2 + b_1^2}.$$

seine Phasenverschiebung

$$\varphi_1 = \arctg \frac{b_1}{g_1} - \gamma$$

und die zugeführte Leistung

$$W_1 = P J_1 \cos \varphi_1.$$

Mit Hilfe des Diagrammes ermitteln wir die Leistungen punktweise wie folgt.

Im Stromdiagramm (Fig. 270) ist der Strom J_1 und der Phasenverschiebungswinkel φ_1 für jeden Belastungszustand gegeben. Die zugeführte Leistung $W_1 = P J_1 \cos \varphi_1$ ist proportional den Ordinaten des Stromdiagrammes.

Um die mechanischen Leistungen W_I und W_{II} zu erhalten, bestimmen wir E_1 und E_2' .

E_1 erhalten wir ebenso wie beim Stromdiagramm eines Motors (s. Seite 86 Fig. 57). Es verhält sich der Abstand eines Punktes O_2 mit den Koordinaten

$$P \frac{r_1^2}{r_1^2 + x_1^2} \quad \text{und} \quad P \frac{x_1}{r_1^2 + x_1^2}$$

von einem Punkt des Diagrammes zu dem Abstand jenes Punktes O_2 vom Koordinatenanfangspunkt wie E_1 zu P .¹⁾

Die EMKe E_1 und E_2' verhalten sich wie die Impedanzen, wir benutzen daher zur weiteren Bestimmung von E_2' das Impedanzdiagramm (Fig. 268). In diesem verhalten sich E_2' zu E_1 wie zugehörige Vektoren von O nach dem Kreis Z_s und nach der Schleife C ; so ist z. B. für Synchronismus in Fig. 268

$$\frac{E_2'}{E_1(s=0)} = \frac{\overline{OP_{a3}}}{\overline{OP_a}}.$$

¹⁾ Der Punkt O_2 ist in Fig. 269 nicht eingetragen, weil er über den Rahmen der Figur hinausfallen würde.

Mittels E_1 erhalten wir die Leistung des ersten Motors aus Fig. 269. In dieser Figur sind die Ordinaten von der Admittanzschleife bis zur Abszissenachse durch O proportional den Leistungen

$$W_a = E_1 J_2' \cos \psi_{2s}$$

für konstante EMK E_1 . Multiplizieren wir nun die Ordinaten im Admittanzmaßstab mit dem wirklichen E_1^2 , so erhalten wir W_a , und da $W_I = \alpha E_1 J_2' \cos \psi_{2s} (1-s)$ ist, haben wir die Ordinaten mit $E_1^2 \alpha (1-s)$ zu multiplizieren, um die mechanische Leistung der ersten Maschine zu erhalten.

Ebenso verfahren wir für die zweite Maschine.

Multiplizieren wir die Ordinaten des Diagrammes (Fig. 266) von dem Kreis bis zu der Parallelen zur Abszissenachse durch den Mittelpunkt M_3 mit $E_2'^2$, so erhalten wir $W_b = E_2' J_3' \cos \psi_{3s}$, und wenn wir sie mit $E_2'^2 \beta (1-s)$ multiplizieren, bekommen wir die mechanische Leistung W_{II} .

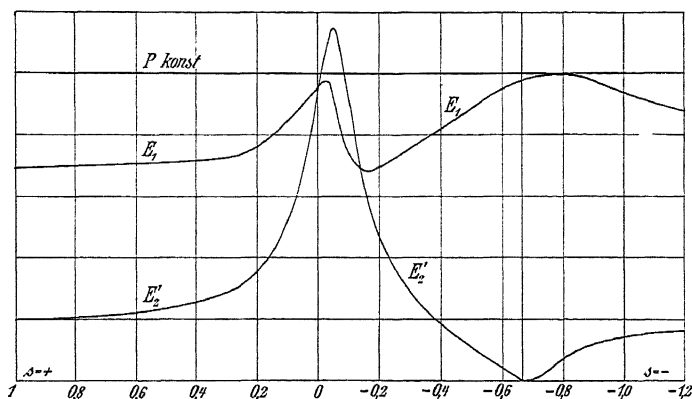


Fig. 271. Die EMKe E_1 der ersten und E_2' der zweiten Maschine als Funktion der Schlüpfung.

In Fig. 271 sind die Spannungen E_1 und E_2' , die in dieser Weise ermittelt sind, als Funktion der Schlüpfung aufgetragen. Bei Stillstand ist E_2' sehr klein und wächst mit abnehmender Schlüpfung schnell an, während E_1 langsamer steigt, und in der Nähe des Synchronismus, also beim stabilen Arbeitsbereich als Motor ist E_2' nur wenig kleiner als E_1 . Wenig oberhalb Synchronismus, beim stabilen Arbeitsbereich des Generators ist E_2' noch mehr gestiegen und größer als E_1 geworden, dann nimmt E_2' schnell ab und fällt auf Null bei $s = -\frac{\beta}{\alpha}$, d. h. bei Synchronismus des ersten Rotors mit dem Drehfeld, während E_1 , nachdem es oberhalb Synchronismus

erst etwas gefallen ist, wieder steigt und in der Nähe von $s = -\frac{\beta}{\alpha}$ den größten Wert erreicht.

Hier arbeitet die erste Maschine allein als Motor, während die zweite Maschine bremsend wirkt, aber da ihr Kraftfluß (d. h. E_2') sehr klein geworden ist, nur in geringem Maße.

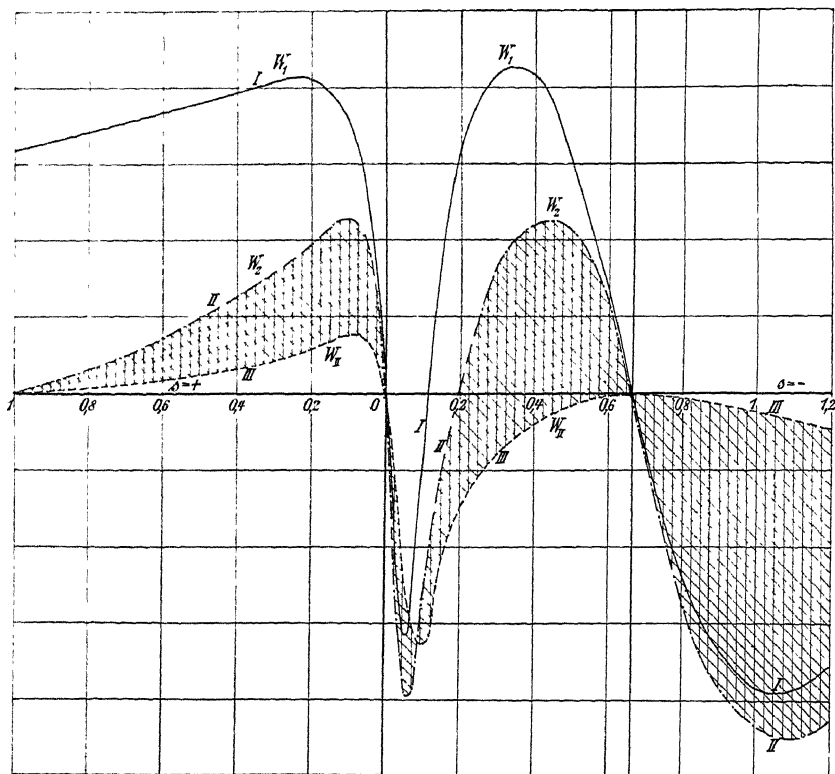


Fig. 272. Primäre Leistung (I), mechanische Leistung des Aggregates (II) und mechanische Leistung des zweiten Motors (III) als Funktion der Schlüpfung.

Oberhalb $s = -\frac{\beta}{\alpha}$ nimmt E_1 wieder ab und E_2' wieder zu, und beide nähern sich asymptotisch einem konstanten Wert, den sie bei $s = \pm \infty$ erreichen.

In Fig. 272 zeigt die Kurve I die primäre elektrische Leistung W_1 als Funktion der Schlüpfung s . Kurve II ist die mechanische Leistung beider Motoren zusammen $W_2 = W_I + W_{II}$ und Kurve III die mechanische Leistung W_{II} des zweiten Motors allein, so daß die Ordinaten-differenz der Kurven II und III, oder die Ordinaten der schraffierten Fläche, die mechanische Leistung W_I des ersten Motors darstellen.

104. Ersatz des Stromdiagrammes durch zwei Kreise.

Um das Diagramm der Kaskadenschaltung verwenden zu können, ist die punktweise Berechnung natürlich zu umständlich und zeitraubend

Wir benutzen daher ein angenähertes Verfahren und bestimmen zwei Kreise so, daß sie sich dem Verlauf der Schleife (Fig. 270) in den stabilen Arbeitsbereichen möglichst anschmiegen.

Diese Annäherung ist deshalb möglich, weil wir aus dem Impedanzdiagramm (Fig. 268) sehen, daß die Schleife C für den Bereich in der Nähe der Schlüpfung $s=0$ eine dem Kreis ähnliche Form hat, während sie für den Bereich in der Nähe der Schlüpfung $s = -\frac{\beta}{\alpha}$ sich asymptotisch der Geraden \overline{SS} nähert.

Auf dieser Geraden liegen mit großer Annäherung die Punkte P_k für $s=1$ und A für $s=\infty$ und genau der Punkt für $s = -\frac{\beta}{\alpha}$ (der unendlich ferne Punkt der Geraden).

Diese Gerade gibt inversiert einen Kreis, auf dem sehr nahe der wirkliche Kurzschlußpunkt des Aggregates P_k , der Punkt P_∞ für die Schlüpfung $s=\infty$ und der synchrone Punkt des ersten Motors liegen.

Der erste Ersatzkreis läßt sich somit bestimmen, wenn wir den Kurzschlußstrom des ganzen Aggregates J_k und die bei Kurzschluß zugeführte Leistung W_k , ferner den Leerlaufstrom J_{01} des ersten Motors allein und die zugeführte Leistung W_{01} messen oder berechnen und das Diagramm dann wie bei einem Motor (s. S. 103) konstruieren. Dieser Ersatzkreis liegt an der Stelle außerhalb des wirklichen Diagrammes (Fig. 270), wo die beiden Teile der Schleife sich überschneiden.

Für den zweiten Ersatzkreis haben wir zunächst den Leerlaufpunkt P_a des ganzen Aggregates, den wir messen oder berechnen können.

Ein zweiter Punkt, dessen Kenntnis von Wichtigkeit ist, ist Punkt D im Diagramm (Fig. 270), weil hierbei das Aggregat anfängt zu generieren, wenn man von der hohen auf die kleine Geschwindigkeitsstufe übergeht.

Der Strom, der hierbei von dem Aggregat aufgenommen wird, ist in Fig. 270 fast gleich dem größten wattlosen Strom des Aggregates \overline{OP}_x , der bei sehr großer negativer Schlüpfung auftritt, während der Strom \overline{OD} bei kleiner negativer Schlüpfung auftritt.

Der Unterschied geht am besten aus den Vektordiagrammen (Fig. 273 und 274) für diese beiden Fälle hervor.

Fig. 273 bezieht sich auf den Fall, dem der Strom \overline{OP}_x , d. h. eine sehr große negative Schlüpfung entspricht. Es ist \overline{OP} die Klemmenspannung P , 90° dazu phasenverzögert \overline{OJ} der Statorstrom J_1 .

Tragen wir in Richtung des Stromes $\overline{PE} = J_1 r_1$ und senkrecht dazu $\overline{ED} = J_1 x_1$ auf, so ist $\overline{OD} = E_1$ die EMK des ersten Motors. Gegen diese ist um $\psi_a = \arctg \frac{b_a}{g_a}$ verzögert der Magnetisierungsstrom $J_a = E_1 y_a = \overline{OF}$. Es ist daher $\overline{FJ} = J_2'$ der Strom in den beiden Rotoren. Machen wir $\overline{CD} = J_2' \frac{r_2'}{\beta + s\alpha}$ um 180° gegen J_2' verzögert, da $\beta + s\alpha$ negativ ist, ferner senkrecht dazu $\overline{BC} = J_2' x_2'$, so ist $\overline{OB} = E_2'$ die (auf die volle Periodenzahl reduzierte) EMK der zweiten Maschine. Der Strom $\overline{FG} = J_b'$ ist sehr klein, da E_2' sehr klein ist. Der Strom im zweiten kurzgeschlossenen Stator ist daher $\overline{GJ} = J_3'$ fast gleich J_2' . Tragen wir nun wieder $\overline{AB} = J_3' \frac{r_3'}{s}$ um 180° gegen J_3' auf, da s negativ ist, so muß $\overline{OA} \perp J_3'$ stehen und gleich $J_3' x_3'$ sein. Wir sehen also, daß für diesen Zustand

$$J_1 r_1 \simeq - \left(J_2' \frac{r_2'}{\beta + s\alpha} + J_3' \frac{r_3'}{s} \right)$$

ist, oder, da

$$J_1 \simeq J_2' \simeq J_3' \text{ ist,}$$

$$r_1 = - \left(\frac{r_2'}{\beta + s\alpha} + \frac{r_3'}{s} \right),$$

d. h. der Strom \overline{OP}_x im Diagramm tritt auf bei einer Schlüpfung



Fig. 273. Vektordiagramm für große negative Schlüpfung.

$$s_x = - \frac{\beta r_1 + r_2' + r_3' \alpha}{2 \alpha r_1} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4 r_3' \beta \alpha r_1}{(\beta r_1 + r_2' + r_3' \alpha)^2}} \right].$$

Der Ausdruck unter der Wurzel weicht nur wenig von 1 ab. Wir haben hier das positive Vorzeichen zu wählen, und wenn wir die Wurzel angenähert gleich 1 setzen, wird

$$s_x \approx -\frac{\beta r_1 + r_2' + r_3' a}{a r_1} \dots \dots \dots (267)$$

Ferner sehen wir aus dem Diagramm (Fig. 273), daß angenähert

$$P \cong J_1 x_1 + J_2' x_2' + J_3' x_3'$$

ist, oder da

$$J_1 \cong J_2' \cong J_3'$$

ist, wird

$$J_1 \cong \frac{P}{x_1 + x_3' + x_2'} \cong \frac{P}{x_r}.$$

Der Strom $\bar{O}\bar{P}_x$ in Fig. 270 ist also angenähert $\frac{P}{x_k}$, worin x_k die Kurzschlußreaktanz des ganzen Aggregates ist.

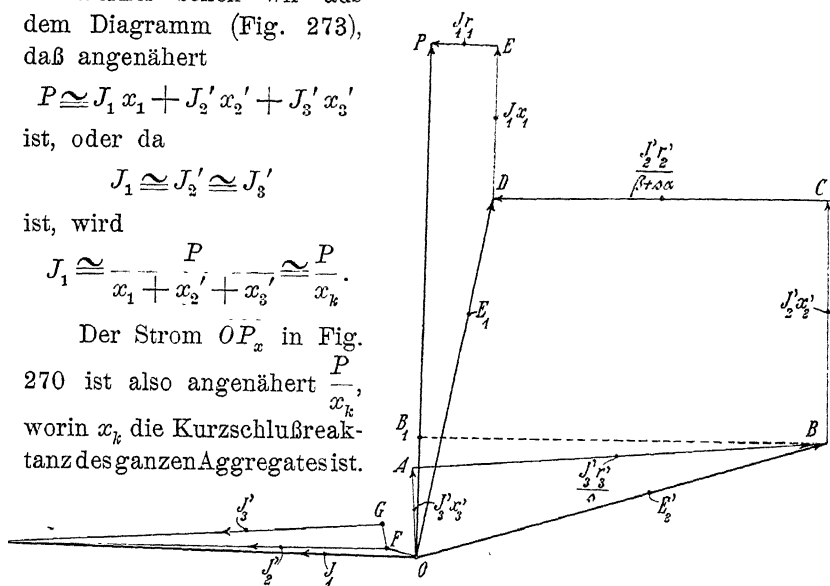


Fig. 274. Vektordiagramm für kleine negative Schlüpfung.

Das Vektordiagramm (Fig. 274) gilt dagegen für den Zustand, dem der Strom \overline{OD} in Fig. 270 bei kleiner negativer Schlüpfung entspricht.

Hier ist wieder $\overline{OP} = P$ und um 90° verzögert dazu $\overline{OJ} = J_1$; ferner $\overline{PE} = J_1 r_1$ und $\overline{ED} = J_1 x_1$. $\overline{OD} = E_1$, $\overline{OF} = J_a$, $\overline{FJ} = J_2'$. Weil hier $(\beta + s\alpha)$ positiv ist, liegt $J_2' \frac{r_2'}{\beta + s\alpha} = \overline{CD}$ in Phase mit J_2' , und es ist $\overline{BC} = J_2' x_2'$, $\overline{OB} = E_2'$. Diese EMK ist also hier groß, wie auch aus Fig. 271 hervorgeht. Es ist nun $\overline{GF} = J_b'$ der Magnetisierungsstrom des zweiten Motors und $J_3' = \overline{GJ}$ zwar fast ebenso groß wie J_2' , aber um einen größeren Winkel dagegen verschoben als in Fig. 273. Es ist nun $\overline{AB} = J_3' \frac{r_3'}{s}$ um 180° gegen J_3' verschoben und $\overline{OA} = J_3' x_3'$.

Wir sehen, daß hier

$$J_1 r_1 + J_2' \frac{r_2'}{\beta + s\alpha} \cong -J_3' \frac{r_3'}{s}$$

ist, oder, da

$$J_1 \cong J_2' \cong J_3' \text{ ist,}$$

$$r_1 + \frac{r_2'}{\beta + s\alpha} \approx -\frac{r_3'}{s}.$$

Die Schlüpfung, bei der der Strom \overline{OD} des Diagramms (Fig. 270) wattlos ist, ist also wieder gegeben durch die Gleichung

$$\alpha r_1 s^2 + s(\beta r_1 + r_2' + r_3' \alpha) + r_3' \beta = 0.$$

Dies ist dieselbe Gleichung wie oben, die wir aber anders zu deuten haben.

Da hier s klein ist, können wir das Glied mit s^2 vernachlässigen, und es wird

$$s_d \cong - \frac{r_3' \beta}{\beta r_1 + r_2' + \alpha r_3'} \cong - \frac{\beta}{\alpha + \frac{r_2' + \beta r_1}{r_3'}}. \quad (268)$$

Hier wird, wenn wir in Fig. 274 das Lot $\overline{BB_1}$ auf \overline{OP} fallen, mit großer Annäherung

$$P \cong J_1 x_1 + J_2' x_2' + J_3' x_3' + \overline{AB_1}.$$

Die Bedeutung der Spannung, die durch die Strecke $\overline{AB_1}$ dargestellt wird, erkennen wir, wenn wir berücksichtigen, daß die Komponente von J_3' , die senkrecht zur Klemmenspannung liegt,

$$J_{3'wl} \cong J_2'$$

ist, während die Wattkomponente angenähert

$$J_{3'w} \cong \left(J_3' \frac{r_3'}{s} \right) b_b \text{ ist.}$$

Daher wird

$$\overline{AB_1} \cong J_3' \left(\frac{r_3'}{s} \right)^2 b_b'.$$

Setzen wir nun wieder

$$J_1 \cong J_2' \cong J_3',$$

so wird der Strom

$$J_1 \cong \frac{P}{x_k + \left(\frac{r_3'}{s} \right)^2 b_b'}.$$

Führen wir den Wert von s für den Punkt D ein, so ergibt sich

$$J_1 \cong \frac{P}{x_k + \left(\frac{\beta r_1 + r_2' + \alpha r_3'}{\beta} \right)^2 b_b'} \quad \dots \quad (269)$$

und es verhält sich im Diagramm (Fig. 270)

$$\frac{\overline{OD}}{\overline{OP_x}} \cong \frac{x_k}{x_k + \left(\frac{\beta r_1 + r_2' + \alpha r_3'}{\beta} \right)^2 b_b'}.$$

Hierin ist x_k aus der Kurzschlußmessung bekannt, die Widerstände können einzeln gemessen werden und b_b' ergibt sich angenähert aus den beiden Leerlaufpunkten P_b und P_a , denn es ist $\frac{P_b P_a}{J_b'}$ der Magnetisierungsstrom J_b' der zweiten Maschine dividiert durch $C_1 = (1 + Y_a Z_1)$. Es wird also

$$b_b' \simeq \frac{J_{0wl} - J_{01wl}}{P_1 C_1}.$$

worin J_{01} der Leerlaufstrom der ersten Maschine, J_0 der des Aggregates ist. Wir ersehen aus Gl. 268 für die Schlüpfung des Punktes D , daß sie sich dem Wert $s = -\frac{\beta}{\alpha}$, um so mehr nähert, je größer r_3' gegenüber r_1 und r_2' gemacht wird, d. h. wenn der Stator des zweiten Motors über Widerstände kurzgeschlossen ist, und daß hierbei nach Gl. 269 der Statorstrom immer kleiner wird, d. h. D rückt auf der Abszissenachse in Fig. 270 immer mehr nach rechts.

Dies ist für den Fall, daß man beim Übergang von der höheren auf die kleinere Geschwindigkeitsstufe Energie ans Netz zurückgeben will, von Wichtigkeit, da man hierbei nicht einen so großen Stromstoß zulassen kann, und die Energierückgabe schon möglichst nahe bei der oberen Geschwindigkeitsstufe $s = -\frac{\beta}{\alpha}$ beginnen soll. (Näheres hierüber s. Abschn. 106.)¹⁾

Wir haben nun zwei Punkte für den zweiten Ersatzkreis. Der Mittelpunkt des gesuchten zweiten Kreises liegt auf der Mittelsenkrechten der Sehne, welche die beiden Punkte verbindet. Wir können nun noch eine zweite Gerade, auf welcher der Mittelpunkt liegen muß, bestimmen.

Wir finden diese ähnlich wie bei dem Arbeitsdiagramm eines Motors.

Für $s = 0$ wird

$$\frac{r_2'}{\beta + s\alpha} = \frac{r_2'}{\beta}.$$

In der Nähe dieser Geschwindigkeit können wir daher den

¹⁾ Die bisher bekannten Diagramme der Kaskadenschaltung (s. z. B. Breslauer, ETZ 1903 und Sammlung elektrotechnischer Vorträge, IV. Band, Stuttgart 1903) bestehen aus zwei Kreisen, die sich im Punkte P_x unserer Fig. 270 berühren. Danach wäre es nicht möglich, daß beim Übergang von der höheren auf die kleinere Geschwindigkeitsstufe der größte Strom kleiner wird als der „ideelle Kurzschlußstrom“ $\left(\frac{P}{x_k}\right)$, während wir sehen, daß man durch Widerstände im zweiten Stator jeden beliebigen Wert erzielen kann.

Ersatzstromkreis (Fig. 265) auffassen als den eines Motors, dessen Kurzschlußimpedanz

$$3_k' = r_1 - jx_1 - \frac{\frac{r_2'}{\beta} - jx_2' + \frac{r_3' - jx_3'}{1 + \mathfrak{Y}_b' 3_3'}}{1 + \mathfrak{Y}_a \left(\frac{r_2'}{\beta} - jx_2' + \frac{r_3' - jx_3'}{1 + \mathfrak{Y}_b' 3_3'} \right)}$$

ist, während die wirkliche Kurzschlußimpedanz sich davon nur unterscheidet, daß anstelle von $\frac{r_2'}{\beta}$ der Widerstand r_2' steht.

Sehen wir von den kleinen Werten der Form $\mathfrak{Y}_a 3_3$ und $\mathfrak{Y}_a \left(\frac{r_2'}{\beta} - jx_2' \right)$ ab, so ist die Kurzschlußreaktanz dieselbe wie für den wirklichen Kurzschlußstrom, während der Widerstand angehört im Verhältnis

$$\frac{r_1 + \frac{r_2'}{\beta} + r_3'}{r_1 + r_2' + r_3'}$$

vergrößert ist.

Vergrößern wir daher die Ordinate des Kurzschlußpunktes P_k in Fig. 270, d. h. die Wattkomponente des wirklichen Kurzschlußstromes in diesem Verhältnis, so können wir diesen neuen Punkt mit 0 durch eine Gerade verbinden und finden den Mittelpunkt des zweiten Ersatzkreises sehr nahe auf einer Parallelen zur Abszissenachse, die den Abstand des Punktes P_a von jener Geraden halbiert.

Diese Konstruktion beruht ebenfalls auf der Annahme, daß Widerstand und Reaktanz im Stator und Rotor (auf primär reduziert) einer Maschine ungefähr gleich groß sind.

Nachdem man die beiden Ersatzkreise gefunden hat, ist es möglich, die Übergangskurve zwischen beiden einzuzichnen, wenn man sich den Verlauf der Schleife (Fig. 270) vor Augen hält.

Mit Annäherung können nun die Linien der Nutzleistung durch P_k und P_b und durch P_k und P_a konstruiert werden, so daß man mit einiger Genauigkeit Strom, Leistungsfaktor und Wirkungsgrad als Funktion der sekundären Belastung aus dem Diagramm entnehmen kann.

Im folgenden Abschnitt soll die Anwendung des beschriebenen Verfahrens an einem Beispiel gezeigt werden.

105. Experimentelle Untersuchung von zwei in Kaskade geschalteten Induktionsmaschinen.

Es wurden zwei Motoren mit sechs und vier Polen bei 110 Volt und 50 Perioden in Kaskadenschaltung untersucht.

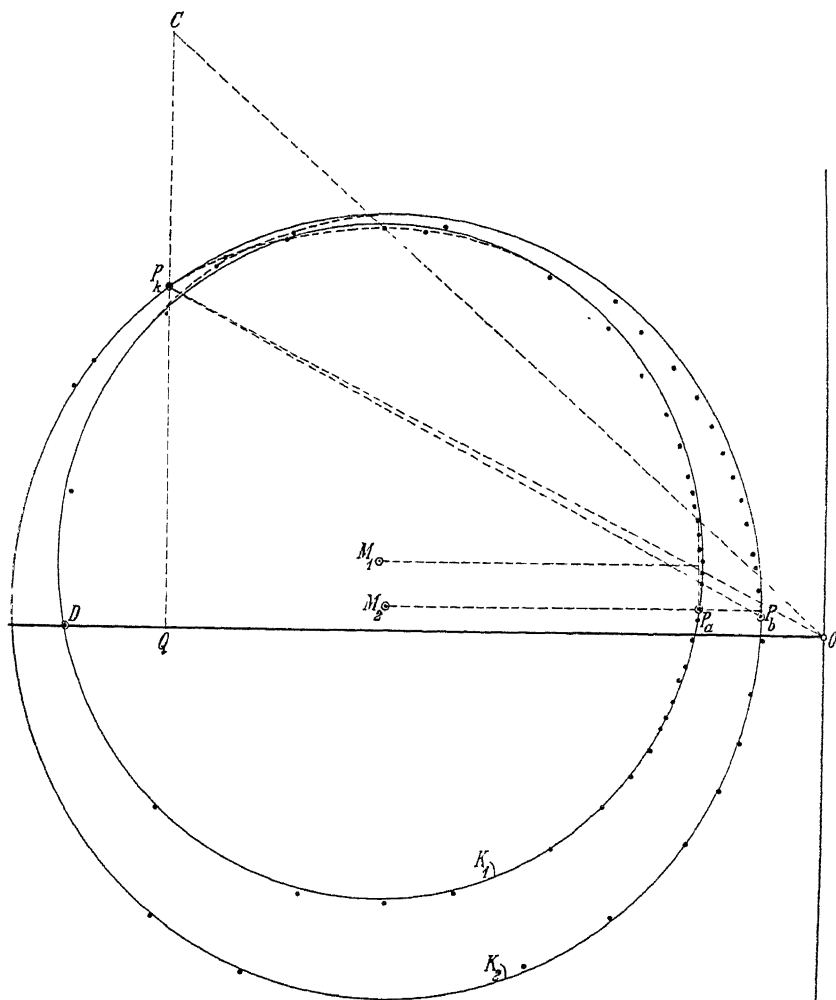


Fig. 275. Experimentell gefundenes Diagramm der Kaskadenschaltung.

Die synchronen Tourenzahlen sind hier

$$n_1 = 1000, \quad n_2 = 600.$$

Das Aggregat wurde bei beiden Stufen mittels einer Wirbelstrombremse gebremst.

Ferner wurden die Punkte des Diagramms in dem Bereich als Generator sowie in dem instabilen Bereich durch Antrieb mittels eines Gleichstrommotors erhalten, wobei zum Teil die Klemmenspannung herabgesetzt werden mußte. Sämtliche aufgenommenen Punkte sind in Fig. 275 eingetragen.

Die Schleife zeigt genau den Verlauf der konstruierten Kurve (Fig. 270).

In die Fig. 275 sind die Ersatzkreise eingezeichnet, deren Konstruktion wie folgt ausgeführt ist.

Erster Ersatzkreis. Für das ganze Aggregat ergab sich als Mittelwert für verschiedene Stellungen der Kurzschlußstrom bezogen auf die volle Klemmenspannung

$$P = \frac{110}{\sqrt{3}} = 63,5 \text{ Volt}$$

$$\text{zu } J_k = 74,3 \text{ Amp.}$$

$$\cos \varphi_k = 0,444,$$

mithin

$$z_k = \frac{P}{J_k} = 0,855 \, \Omega$$

$$r_k = z_k \cos \varphi_k = 0,38 \, \Omega$$

$$x_k = z_k \sin \varphi_k = 0,765 \, \Omega.$$

Für die erste Maschine allein war ebenso für 110 Volt

$$J_{k1} = 108 \text{ Amp.}$$

$$\cos \varphi_{k1} = 0,451$$

$$z_{k1} = 0,588 \, \Omega$$

$$r_{k1} = 0,265 \, \Omega$$

$$x_{k1} = 0,523 \, \Omega.$$

Bei Leerlauf und 600 Umdr. war

$$P = 110 \text{ Volt, } J_0 = 12,95 \text{ Amp., } W_0 = 482 \text{ Watt, } \cos \varphi_0 = 0,195.$$

Bei Leerlauf des ersten Motors und 1000 Umdr. war

$$P = 109,8 \text{ Volt, } J_{01} = 6,86 \text{ Amp., } W_{01} = 410 \text{ Watt,}$$

$$\cos \varphi_{01} = 0,315.$$

Aus dem Kurzschlußpunkt P_k und dem Leerlaufpunkt P_0 ergibt sich nun der Mittelpunkt M_2 des großen Ersatzkreises K_2 (Fig. 275).

Zweiter Ersatzkreis. Um den zweiten Ersatzkreis zu finden, tragen wir den Leerlaufpunkt $J_0 = \overline{OP_a}$ auf und vergrößern die Ordinate des Kurzschlußstromes im Verhältnis

$$\frac{r_1 + \frac{r_2'}{\beta} + r_3'}{r_1 + r_2' + r_3'}$$

Nehmen wir an, daß Stator- und reduzierter Rotorwiderstand jeder Maschine etwa gleich groß sind, so ist

$$r_2' \cong \frac{r_k}{2}$$

$$r_1 + r_3' = \frac{r_k}{2}$$

$$r_1 + r_2' + r_3' = r_k.$$

Das oben angegebene Verhältnis wird daher

$$\frac{1 + \frac{1}{\beta}}{2} = \frac{1 + \beta}{2\beta}.$$

Hier ist $p_1 = 3$, $p_2 = 2$, daher $\alpha = 0,6$, $\beta = 0,4$

$$\frac{1 + \beta}{2\beta} = \frac{1,4}{0,8} = 1,75.$$

Wir machen $\overline{CQ} = 1,75 \overline{P_kQ}$, verbinden C mit O und halbieren den Ordinatenabschnitt zwischen P_a und der Geraden \overline{CO} . Dann ist die Gerade durch den Halbierungspunkt parallel zur Abszissenachse der eine Ort für den Mittelpunkt M_1 des Kreises K_1 . Der zweite ist die Mittelsenkrechte auf der Sehne $\overline{P_aD}$. Den Punkt D berechnen wir wie folgt:

Es war für das ganze Aggregat:

$$r_k = 0,38 \Omega,$$

für die erste Maschine

$$r_{k1} = 0,265 \Omega,$$

daher für die zweite Maschine

$$r_{k2}' = r_k - r_{k1} = 0,115 \Omega.$$

Unter den gleichen Annahmen wie oben ist

$$r_1 \cong \frac{r_{k1}}{2} = 0,1325 \Omega$$

$$r_2' \simeq \frac{r_k}{2} = 0.19 \, \Omega$$

$$r_3' \simeq \frac{r_{k2}}{2} = 0.0575 \, \Omega.$$

Ferner wird

$$b_b' \simeq \frac{J_0 \sin \varphi_0 - J_{01} \sin \varphi_{01}}{P} = \frac{12.95 \cdot 0.98 - 6.86 \cdot 0.948}{63.5} = 0.098.$$

Daher wird der Strom \overline{OD} nach Gl. 269

$$\begin{aligned} J &= \frac{P}{x_k + \left(r_1 + \frac{r_2'}{\beta} + \frac{\alpha}{\beta} r_3' \right)^2 b_b'} \\ &= \frac{63.5}{0.765 + \left(0.1325 + \frac{0.19}{0.4} + \frac{0.0575}{0.0666} \right)^2 0.098} = \frac{63.5}{0.812} = 78 \text{ Amp.} \end{aligned}$$

Die Schlüpfung, bei der er auftritt, ist nach Gl. 268

$$s = - \frac{\beta}{\alpha + \frac{r_2' + \beta r_1}{r_3'}} = - \frac{0.4}{0.6 + \frac{0.19 + 0.4 \cdot 0.1325}{0.0575}} = -0.083.$$

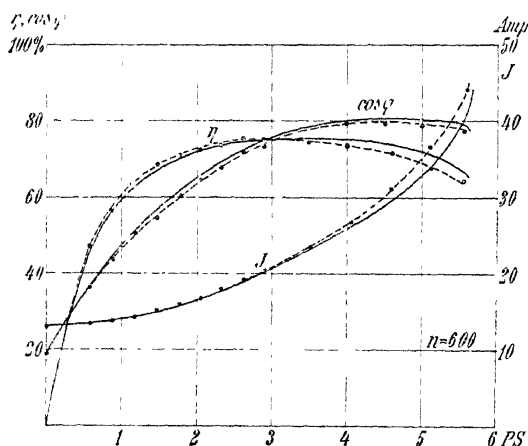


Fig. 276. Arbeitskurven für die der Kaskadenschaltung entsprechende Tourenzahl.

Gemessen wurde $J = 76.8$ Amp. bei 648 Umdr. entsprechend

$$s = \frac{600 - 648}{600} = -0.08.$$

Die Übereinstimmung ist somit gut.

Der Punkt P_s konnte nicht gemessen werden, denn nach Gl. 267 wurde er bei einer Schlupfung

$$s_s \simeq - \left(\frac{\rho'}{\alpha} + \frac{r_2' + r_3' \alpha}{\alpha r_1} \right) \simeq - 3.5$$

d. h. bei

$$n \simeq 600 (1 + 3.5) = 2700 \text{ i. d. Umdr./Min.}$$

erreicht, während das Aggregat nur bis zu ± 1400 Umdr. angetrieben werden konnte. Dieser Geschwindigkeit entsprechen die äußersten gemessenen Punkte bei Übersynchronismus und bei Drehung gegen das Drehfeld.

In den Fig. 276 und 277 stellen die ausgezogenen Kurven Strom, Leistungsfaktor und $\cos \varphi$ als Funktion der Nutzleistung für die beiden Stufen dar, wie sie aus den Ersatzkreisen entnommen sind, während die eingetragenen Punkte die aus der direkten Bremsung mittels Wirbelstrombremse erhaltenen Werte zeigen.

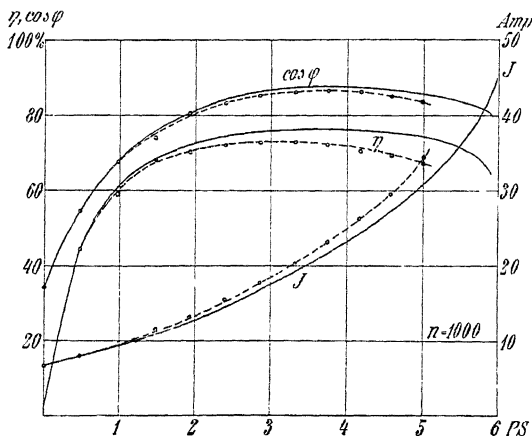


Fig. 277. Arbeitskurven in der Nahe des Synchronismus des ersten Motors.

Wir sehen hieraus, daß die Ersatzkreise für das Diagramm die tatsächlichen Verhältnisse mit einer Genauigkeit von einigen Prozent wiedergeben, insbesondere bei der geringeren Geschwindigkeitsstufe (Fig. 276), die am meisten praktisches Interesse hat.

106. Anlassen und Tourenregelung von zwei Motoren in Kaskadenschaltung.

Die Tourenzahl kann bei einem gegebenen Drehmoment ebenso wie bei einem Induktionsmotor mittels Widerständen reguliert werden. Diese Widerstände sind hier in den sonst kurzgeschlossenen Stator der zweiten Maschine einzuschalten.

Multiplizieren wir das Drehmoment der zweiten Maschine ϑ_{II} mit der synchronen Winkelgeschwindigkeit $\frac{2\pi c_1}{p_1 + p_2}$, so ergibt sich das Drehmoment in synchronen Watt

$$W_{II}' = \beta E_2' J_3' \cos \psi_{3s} = \beta J_3'^2 \frac{r_3'}{s}$$

und ebenso das der ersten Maschine

$$W_I' = \alpha E_1 J_2' \cos \psi_{2s}.$$

Sehen wir von dem Spannungsabfall in den Rotoren und dem Magnetisierungsstrom ab, so wäre

$$E_2' = E_1, \quad J_3' = J_2', \quad \psi_{2s} = \psi_{3s}$$

und

$$W_I' = \alpha J_3'^2 \frac{r_3'}{s}$$

und das ganze Drehmoment

$$W' = W_I' + W_{II}' \cong J_3'^2 \frac{r_3'}{s}.$$

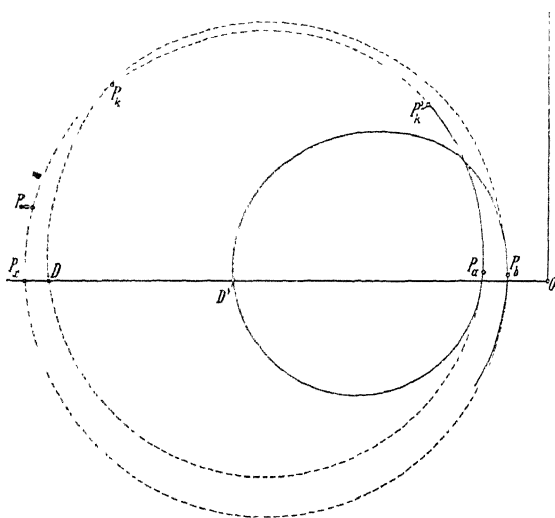


Fig. 278.

Nur unter dieser Vereinfachung würden also bei Einschaltung von Widerständen in den zweiten Stator bei gleichem Drehmoment die Schlüpfungen sich verhalten wie die Widerstände einschließlich des Widerstandes der Wicklung und der Strom bei gleichem Drehmoment derselbe sein. Diese Annahmen treffen aber nicht genau zu, weil bei einer anderen Schlüpfung die Periodenzahl, die der zweite Motor erhält, sich ändert.

Im Diagramm bewegt sich der Kurzschlußpunkt P_k bei Veränderung des Widerstandes des zweiten Stators sehr nahe auf dem inneren Kreis K_1 der Fig. 275. Er kann durch dieselbe Konstruktion wie beim Diagramm eines Motors gefunden werden (s. Fig. 160, S. 267), und da die Konstruktion der Schlüpfungslinie für diesen Teil der Schleife mit einiger Annäherung auch noch gilt, kann man mit Hilfe des Diagramms für das stabile Arbeitsgebiet des Aggregats als Motor bei der kleinen Geschwindigkeitsstufe ein Bild von der Wirkung der Widerstandsregulierung erhalten.

Für die Arbeitsweise als Generator ist aber ein neuer Ersatzkreis zu zeichnen. Denn wir haben schon gesehen, daß der Punkt D des Diagramms sich je nach dem Widerstand des zweiten Stators verschiebt. Wir können diesen Strom nach Gl. 269 berechnen und den neuen Kreis wie früher für K_1 angegeben konstruieren.

In Fig. 278 sind die Diagramme für kurzgeschlossenen zweiten Stator (gestrichelt) und für Widerstand im zweiten Stator (ausgezogen) zusammengestellt. P_k ist nach P'_k gerückt und D nach D' . Der Bereich des Übersynchronismus von P_a bis D' läßt sich wieder durch einen Kreis ersetzen. Man berechnet den Strom $\overline{OD'}$ nach Gl. 269 und konstruiert den Mittelpunkt wie früher für K_1 angegeben ist.

Fig. 279 zeigt die aufgenommene und abgegebene elektrische Leistung. Wir sehen, daß die Generatorwirkung schon bei der Schlüpfung $s = -0,54$ beginnt, während sie nach Fig. 272, die sich auf dasselbe Aggregat ohne Widerstand in der

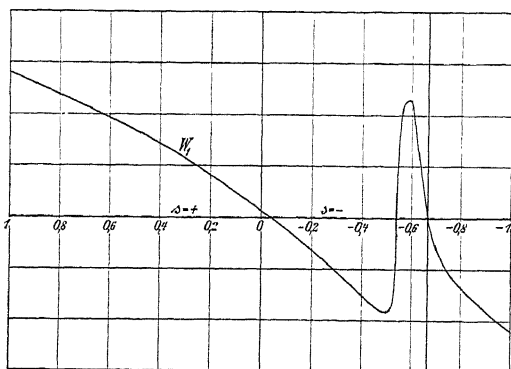


Fig. 279.

Sekundärwicklung der zweiten Maschine bezieht, erst bei $s = -0,12$ anfang.

Will man beim Übergang von der höheren auf die kleinere Geschwindigkeitsstufe Energie ans Netz zurückgeben, so darf im allgemeinen der Strom eine gewisse Grenze nicht überschreiten, und die Energierückgabe soll bei möglichst hoher Geschwindigkeit beginnen.

Aus Gl. 268 sehen wir, daß der Zeitpunkt der Energierückgabe sich der Schlüpfung $s = -\frac{\beta}{\alpha}$ (d. h. der oberen Geschwindigkeits-

stufe) um so mehr nähert, je kleiner man $r_2' + \beta \frac{r_1}{r_3'}$ macht, d. h. je mehr Widerstand man in den zweiten Stator schaltet. Außerdem ist dies unter sonst gleichen Verhältnissen mit weniger Vorschaltwiderstand zu erreichen, je kleiner β ist, also wenn die zweite Maschine weniger Pole hat als die erste.

Je mehr Widerstand man in den Stator schaltet, um so kleiner wird aber auch der Strom und die maximal wiedergegebene Leistung. Nach Gl. 269 wird aber der Strom $\overline{OD'}$ und damit auch die maximale generierte Leistung bei gegebenem Widerstand um so größer, je kleiner b_h' ist, d. h. die Maschine soll einen möglichst kleinen Luftraum haben.

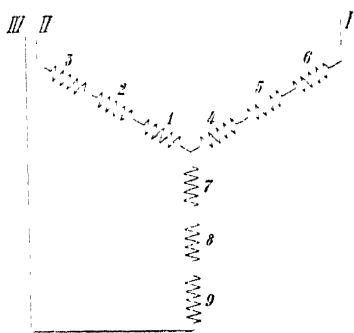


Fig. 280a.

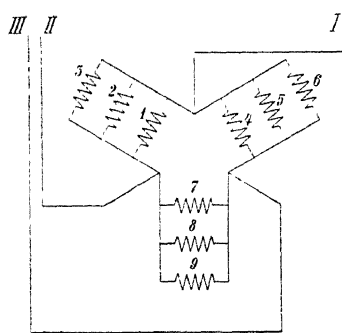


Fig. 280b.

Man kann nun mittels der Gl. 269 die Widerstände so abstimmen, daß der Strom bei dem Auslauf um einen konstanten Mittelwert in engen Grenzen schwankt, und kann die verschiedenen Ersatzkreise aufzeichnen und die gesamte zurückgewonnene Arbeit ermitteln.

Wenn die zweite Maschine zeitweise allein an das Netz angeschlossen werden soll und daher ihr Stator für Hochspannung gewickelt ist, bekommen die Anlaßwiderstände wie die Regulierwiderstände bei großer Schlüpfung sehr hohe Spannung. Man schaltet dann zwischen Wicklung und Widerstand einen Transformator.

Bei den neueren Lokomotiven der Valtellinabahn ist dieser Transformator fortgelassen und statt dessen ist nach dem Vorschlag von K. v. Kandò die Wicklung des zweiten Motors umschaltbar gemacht.¹⁾

¹⁾ Elektrische Kraftbetriebe und Bahnen 1907, S. 101.

Der Stator hat in jeder Phase 3 Wicklungsgruppen. Bei Anschluß an das Netz sind die drei Wicklungsgruppen in Serie und die drei Phasen in Stern an das Netz geschlossen (s. Fig. 280a).

Bei Kaskadenschaltung sind die drei Wicklungsgruppen parallel und die drei Phasen in Dreieck geschaltet (Fig. 280b).

Beim Anlauf ist dann die maximale Spannung zwischen den Klemmen einer Wicklungsabteilung $\frac{1}{3\sqrt{3}} = \frac{1}{5,2}$ mal der Klemmenspannung, und da diese 3000 Volt beträgt, ist sie nur 580 Volt.

Dieser Vorteil ist aber durch eine komplizierte Umschaltung erkauft, da die 9 Wicklungsteile 18 Klemmen am Motor und ebenso viele Leitungen zum Umschalter erfordern.

Meist wird man in solchen Fällen daher einen Transformator verwenden.

Einundzwanzigstes Kapitel.

Kaskadenschaltung einer Induktionsmaschine und einer synchronen Wechselstrommaschine.

107. Der Periodenumformer. — 108. Strom- und Spannungsverhältnisse eines Periodenumformers. — 109. Äußere Charakteristik eines Periodenumformers. — 110. Das Parallelarbeiten eines Periodenumformers mit der Zentrale. — 111. Die Induktionsmaschine in Kaskade mit einer synchronen Wechselstrommaschine als Motor und als Generator.

107. Der Periodenumformer.

Wir haben auf Seite 484 gesehen, daß wir eine Induktionsmaschine zur Periodenumformung verwenden können, und zwar zur Erhöhung der Periodenzahl bei Drehung des Rotors gegen das Drehfeld ($s > 1$) oder zur Erniedrigung der Periodenzahl bei Drehung zwischen Stillstand und Synchronismus ($1 > s > 0$).

Im ersten Fall ist die vom Rotor abgegebene Leistung größer als die vom Stator aufgenommene, und die Differenz muß dem Rotor mechanisch zugeführt werden, etwa durch einen Synchronmotor, der aus dem primären Netz gespeist wird.

Im zweiten Fall ist die vom Rotor abgegebene Leistung kleiner als die vom Stator aufgenommene Leistung. Die Differenz ist eine motorische Leistung und kann zum Antrieb eines Generators verwendet werden, der sie in elektrische Leistung umformt. In beiden Fällen ist die mechanisch umzusetzende Leistung gleich der dem Stator zugeführten Leistung mal dem Verhältnis $\frac{c_1 - c_2}{c_1}$, und da die Abmessungen der Induktionsmaschine nur von der transformierten Leistung abhängen, d. h. von der vom Drehfeld übertragenen Leistung, so ist der Vorteil eines solchen Periodenumformers vor einem Motorgeneratoraggregat der, daß seine Abmessungen kleiner werden.

Bei einem Motorgenerator ist jede Maschine für die ganze umzuformende Leistung zu bemessen, bei der Verwendung des Periodenumformers nur für einen Teil.

Der Nachteil der Verwendung der Induktionsmaschine als Periodenumformer liegt aber darin, daß eine der beiden Spannungen an den Schleifringen abzunehmen ist. Der Periodenumformer ist daher nicht für Hochspannung geeignet. Man könnte z. B. zwei in Kaskade geschaltete asynchrone Motoren dadurch zur Periodenumformung verwenden, daß man den Strom der einen Periodenzahl in den Stator der ersten Maschine schickt und den transformierten Strom von kleinerer Periodenzahl den in Kaskade geschalteten Wicklungen beider Maschinen entnimmt¹⁾, oder man schickt umgekehrt den Strom von kleinerer Periodenzahl in die beiden in Kaskade geschalteten Wicklungen und entnimmt einen Strom höherer Periodenzahl dem Stator der ersten Maschine. Die sekundäre Periodenzahl kann aber durch dieses Aggregat nicht konstant gehalten werden. Es ist hierzu erforderlich, daß beide Netze selbstständig konstante Periodenzahl haben, d. h. synchrone Generatoren besitzen.

Es kann dann der Periodenumformer aus dem einen Netz Arbeit in das andere liefern, und seine Umdrehungszahl entspricht der Differenz der Periodenzahlen beider Netze.

Das Aggregat kann nur dann selbständig eine konstante sekundäre Periodenzahl geben, wenn man anstelle der zweiten Induktionsmaschine eine Synchronmaschine schaltet. Dies ergibt die Kaskadenschaltung einer Induktionsmaschine und einer Synchronmaschine, die von C. S. Bradley²⁾ zuerst angegeben worden ist (s. Abschn. 111) und deren Verwendung zur Umformung der Periodenzahl von Steinmetz³⁾ herrührt.

In Fig. 281 bezeichnet *JM* die Induktionsmaschine, deren Stator *S* an das Netz von der höheren Periodenzahl c_1 angeschlossen ist, während der Rotor *R* an dem Netz von der kleineren Periodenzahl c_2 liegt und außerdem mit der Ankerwicklung *A* der Synchronmaschine *SM* verbunden ist. *F* ist die Erregerwicklung der Synchronmaschine. Beide Maschinen sind mechanisch gekuppelt. Der dem Anker *A* der Synchronmaschine zugeführte Mehrphasenstrom erzeugt ein Drehfeld. Damit dieses ebenso wie die Feldpole der Maschine im Raume stillsteht, muß das Drehfeld relativ zum Anker *A* entgegengesetzt zu dessen Drehrichtung rotieren. In den Ver-

1) Amerik. Patent Nr. 620986 von Steinmetz

2) Amerik. Patent Nr. 438602 v. J. 1890.

3) Amerik. Patent Nr. 620990 v. J. 1895.

bindungsleitungen zwischen R und A ist daher eine Vertauschung von zwei Phasen vorgenommen.

Ein solches Aggregat kann offenbar nur bei der einen Geschwindigkeit stabil laufen, bei der die sekundäre Periodenzahl im Rotor der Induktionsmaschine und die Periodenzahl der Synchronmaschine gleich groß sind, es ist also an Synchronismus gebunden.

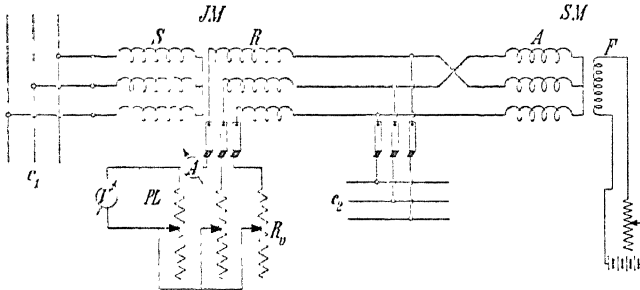


Fig. 281. Periodenumformer von Steinmetz.

Bezeichnet p_a die Polpaarzahl der Induktionsmaschine

p_s die Polpaarzahl der Synchronmaschine,

n die Umdrehungszahl des Aggregats,

so ist einerseits

$$c_2 = \frac{p_s n}{60},$$

andererseits

$$c_2 = c_1 - \frac{p_a n}{60}$$

und daher

$$n = \frac{60 c_1}{p_a + p_s} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (270)$$

$$c_2 = c_1 \frac{p_s}{p_a + p_s} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (271)$$

Die synchrone Tourenzahl n entspricht wie bei der Kaskadenschaltung von zwei Induktionsmaschinen der Summe der Polzahlen beider Maschinen, und die sekundäre Periodenzahl verhält sich zur primären wie die Polzahl der Synchronmaschine zur Summe der Polzahlen beider Maschinen.

Nehmen wir an, der Stator der Induktionsmaschine werde von einem Netz von konstanter Periodenzahl c_1 gespeist. Wird das Aggregat als Umformer belastet, so setzt die Rotorwicklung von der Leistung, die das Drehfeld auf sie überträgt, einen $\frac{c_2}{c_1}$ proportionalen Teil in elektrische Leistung um und gibt sie nach Abzug

der Verluste an das zweite Netz ab. Den übrigen $\frac{c_1 - c_2}{c_1}$ proportionalen Teil gibt der Rotor an die Welle ab und von dieser an die Synchronmaschine, die sie nach Abzug der Verluste als elektrische Leistung an das sekundäre Netz liefert.

Die Induktionsmaschine wirkt daher zum $\frac{p_s}{p_a + p_s}$ ten Teil als Transformator und zum $\frac{p_a}{p_a + p_s}$ ten Teil als Motor.

Sie nimmt die volle zu transformierende Leistung auf und ist für diese zu bemessen, hat jedoch eine entsprechend kleinere Polzahl als der Motor eines Motorgenerators von gleicher Umdrehungszahl.

Die Synchronmaschine ist nur für den $\frac{p_a}{p_a + p_s}$ ten Teil der Leistung zu bemessen.

Man kann auch den Umformer an eine Stromquelle von der kleineren Periodenzahl c_2 anschließen und am Stator eine Leistung von der Periodenzahl c_1 abnehmen. Von der dem Stator entnommenen Leistung wird dann nur der $\frac{c_2}{c_1}$ te Teil vom Netz an den Rotor abgegeben, der übrige Teil wird ihm mechanisch zugeführt, indem die Synchronmaschine diesen Teil vom Netz entnimmt und als Motor auf die Asynchronmaschine überträgt.

Hier dreht sich der Rotor, dem der Strom zugeführt wird, in demselben Sinne wie das Drehfeld, aber langsamer als dieses, während bei einem Motor, dessen Rotor der Strom zugeführt wird, sich das Drehfeld und der Rotor in entgegengesetztem Sinne bewegen. Hier muß daher dem Rotor mechanische Leistung von der Synchronmaschine zugeführt werden, und er wirkt zum $\frac{c_1 - c_2}{c_1}$ ten Teil als Generator.

Außer der Gleichheit der Periodenzahlen in den beiden in Kaskade geschalteten Teilen ist auch eine bestimmte von dem Spannungsabfall des Belastungsstromes abhängige Phasendifferenz der EMKe zum stabilen Betriebe erforderlich.

Die Phase der Rotor-EMK ist gegeben durch die Phase des Drehfeldes der Asynchronmaschine, sie ist also gegeben durch die Phase der primären Klemmenspannung. Die Phase der EMK der Synchronmaschine wird bestimmt durch die Lage ihrer Magnetpole gegenüber der Ankerwicklung.

In der Asynchronmaschine stehen die Felder des Stator- und Rotorstromes und in der Synchronmaschine das Erregerfeld und das Ankerfeld relativ zueinander still, und die gegenseitige Lage

der Felder hängt von der Größe der Belastung ab. Greift nun eine äußere Kraft an der Welle an, so muß sie im vorliegenden Falle nicht nur eine gegenseitige Verschiebung der Felder der Synchronmaschine, sondern auch der der Asynchronmaschine hervorrufen. Die Maschine setzt dieser Verschiebung einen Widerstand entgegen und sucht den Synchronismus aufrecht zu erhalten. Das Aggregat besitzt somit eine synchronisierende Kraft.

Bei einem Periodenumformer können wir zweierlei Betriebsarten unterscheiden:

1. Der Periodenumformer dient allein zur Speisung des sekundären Netzes, d. h. das sekundäre Netz besitzt keine selbständige Stromquelle. Dieser Fall kann vorkommen, wenn man an ein Netz von hoher Periodenzahl einzelne Motoren von niedriger Periodenzahl anschließen oder zur Tourenregelung einzelner Motoren die Periodenzahl transformieren will, oder endlich umgekehrt, wenn man an ein Kraftnetz von kleiner Periodenzahl einen Beleuchtungsbezirk von höherer Periodenzahl anschließen will.

2. Zweitens kann der Periodenumformer dazu dienen, zwei Netze mit selbständigen Zentralen von verschiedener Periodenzahl miteinander zu verbinden. In diesem Falle dient der Umformer dazu, Leistungen von einem Netz in das andere zu übertragen.

Im ersten Falle braucht der Periodenumformer nur mit der einen Zentrale synchron zu laufen, im zweiten muß er mit beiden synchron laufen, d. h. es müssen beide Zentralen unter sich synchron laufen, und der Periodenumformer bildet ein Zwischenglied, das beide untereinander im Tritt hält. Hiernach richtet sich die Inbetriebsetzung.

Um den Periodenumformer anzulassen, schaltet man am einfachsten in Reihe mit der Rotorwicklung R und der Ankerwicklung A einen Anlaßwiderstand R_v (Fig. 281), während die Verbindung mit dem sekundären Netz getrennt wird, und schließt den Stator an das primäre Netz. Die Asynchronmaschine läuft nun als Motor an. Wäre die Synchronmaschine nicht erregt, so würde die Ankerwicklung A nur einen hauptsächlich induktiven Widerstand im Rotor der Asynchronmaschine darstellen, und diese würde bis in die Nähe ihres eigenen Synchronismus, also über die synchrone Tourenzahl des Aggregates anlaufen. Ist die Synchronmaschine dagegen stark erregt, so kann das Aggregat nicht über seine synchrone Tourenzahl hinausgehen, weil die Synchronmaschine durch die Rotorwicklung auf den Anlaßwiderstand generatorisch wirkt.

Bei Phasengleichheit der EMKe ist der Strom zwischen den beiden in Kaskade geschalteten Wicklungen ein Minimum, und ein Amperemeter A in Fig. 281 kann daher zur Feststellung der

Phasengleichheit dienen. Statt dessen kann man auch eine parallel zum Anlaßwiderstand geschaltete Phasenlampe PL oder ein Voltmeter V verwenden. Sobald Phasengleichheit vorhanden ist, können der Anlaßwiderstand und die Schleifringe kurzgeschlossen werden, und wenn das sekundäre Netz keine weitere Stromquelle hat, kann es direkt an den Umformer angeschlossen werden.

Hat dagegen das zweite Netz ebenfalls eine eigene Zentrale, so ist der Periodenumformer zunächst von dem Primärnetz aus in Betrieb zu setzen. Erst dann kann die Zentrale des sekundären Netzes angelassen werden, und sie ist mit dem Umformer zu synchronisieren wie beim Parallelschalten von zwei Zentralen.

108. Strom- und Spannungsverhältnisse eines Periodenumformers.

Wir nehmen zunächst an, der Periodenumformer arbeite für sich auf das sekundäre Netz, dieses enthalte also keine Zentrale, sondern bestehe aus einer toten Last. Die Belastung möge aus Glühlampen und Motoren zusammengesetzt sein, und wir nennen das Netz von der höheren Periodenzahl das primäre.

Hierbei wird der Wattstrom an die sekundäre Belastung nach Maßgabe der Polzahlen von Asynchron- und Synchronmaschine geliefert.

Ist $W_1 = m_1 P_1 J_1 \cos \varphi_1$ die dem primären Netz entnommene Leistung, so wird nach Abzug der Kupferverluste $V_1 = m_1 J_1^2 r_1$ und der Eisenverluste $V_a = m_1 E_1^2 g_a$ eine Leistung

$$W_a = W_1 - V_1 - V_a = m_1 E_1 J_1 \cos \psi_1$$

auf den Rotor übertragen.

Die im Rotor induzierte EMK ist

$$E_2 = E_1 \frac{w_2 f_2 c_2}{m_1 f_1 c_1}$$

und der Wattstrom

$$J_2 \cos \psi_2 = J_1 \cos \psi_1 \frac{m_1 f_1 w_1}{m_2 f_2 w_2}.$$

Die elektrische Leistung des Rotors ist daher

$$m_2 E_2 J_2 \cos \psi_2 = m_1 E_1 J_1 \cos \psi_1 \frac{c_2}{c_1} = W_a \frac{p_s}{p_a + p_s}.$$

Der Rotor gibt nach Abzug der Kupferverluste an das Netz eine Leistung

$$W_{br} = W_a \frac{p_s}{p_a + p_s} - V_2 = m_2 P_2 J_2 \cos \varphi_2.$$

Die Leistung

$$W_a \left(1 - \frac{p_s}{p_a + p_s} \right) = W_a \frac{p_a}{p_a + p_s}$$

wirkt motorisch und wird an die Welle abgegeben. Nach Abzug der Reibungs- und Eisenverluste der Synchronmaschine V_0 wird an den Anker der Maschine übertragen

$$m_2 E_s J_s \cos \varphi'_s = W_a \frac{p_a}{p_a + p_s} - V_0$$

und nach Abzug der Stromwärmeverluste V_s an das Netz abgegeben

$$W_{b,s} = W_a \frac{p_a}{p_a + p_s} - V_0 - V_s = m_2 P_2 J_s \cos \varphi_s.$$

Abgesehen von den Verlusten ist daher

$$\frac{W_{b,s}}{W_{b,s}} = \frac{m_2 P_2 J_s \cos \varphi_s}{m_2 P_2 J_s \cos \varphi_s} \simeq \frac{p_s}{p_a}$$

und daher

$$\frac{J_2 \cos \varphi_2}{J_s \cos \varphi_s} = \frac{p_s}{p_a} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (271)$$

Die Abgabe des wattlosen Stromes hängt von der Erregung der Synchronmaschine ab. Die Synchronmaschine kann so erregt sein, daß sie nur einen Teil des wattlosen Stromes der Belastung liefert. Dann muß der Stator der Asynchronmaschine den übrigen Teil und ihren Magnetisierungsstrom vom primären Netz aufnehmen. Man kann aber die Synchronmaschine auch so erregen, daß sie den ganzen wattlosen Strom im sekundären Netz deckt, dann braucht die Asynchronmaschine nur einen wattlosen Strom aus dem primären Netz zu entnehmen, der ihrem Magnetisierungsstrom entspricht. Ferner kann die Synchronmaschine auch den Erregerstrom der Asynchronmaschine liefern und endlich so stark erregt sein, daß das Aggregat in das primäre Netz wattlosen Strom zurückgibt. Der Umformer kann also primär Phasenverzögerung, Phasengleichheit oder Voreilung des Stromes haben.

Die Größe des wattlosen Stromes ist maßgebend für den Spannungsabfall in der Asynchronmaschine, d. h. für das Verhältnis der sekundären Spannung zur primären.

Um diese zu berechnen, verwenden wir das Potentialdiagramm des Transformators:¹⁾

Wir reduzieren alle primären Größen auf die sekundäre Win-

¹⁾ s. Die Wechselstromtechnik, Bd. II, Kap. IV.

nungs-, Phasen- und Periodenzahl, d. h. wir multiplizieren alle primären Spannungen mit

$$\frac{w_2 f_2 c_2}{w_1 f_1 c_1} = \frac{w_2 f_2}{w_1 f_1} \frac{\nu_s}{\nu_a + \nu_s} = u_{e(1,2)},$$

alle primären Ströme mit

$$\frac{m_1 w_1 f_1}{m_2 w_2 f_2} = u_{i(1,2)},$$

alle sekundären Impedanzen mit

$$\frac{u_{e(1,2)}}{u_{i(1,2)}} = \frac{m_2 (w_2 f_2)^2}{m_1 (w_1 f_1)^2} \frac{\nu_s}{\nu_a + \nu_s}$$

und bezeichnen die reduzierten Größen mit einem Strich (').

Fig. 282 zeigt das vom sekundären Stromkreis aus betrachtete Potentialdiagramm für Phasengleichheit zwischen Primärstrom und Klemmenspannung. Hier eilt der sekundäre Strom der Klemmenspannung voraus. P_1' und J_1' sind in Wirklichkeit um 180° phasenverschoben.

Fig. 283 zeigt dasselbe Diagramm für Phasenverzögerung des primären Stromes gegen die Klemmenspannung und Fig. 284 für Phasenvoreilung.

Wir können den prozentualen Spannungsabfall wie folgt berechnen:

Zerlegen wir J_1' und J_2 in ihre Komponenten in Phase mit E_2 und senkrecht dazu

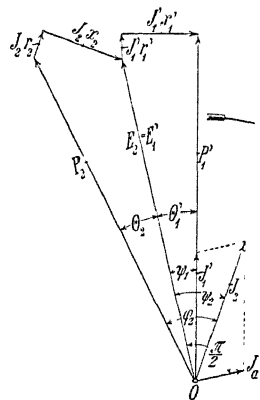


Fig. 282. Potentialdiagramm für Phasengleichheit zwischen Primärstrom und Klemmenspannung.

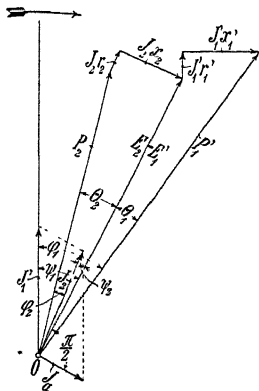


Fig. 283.

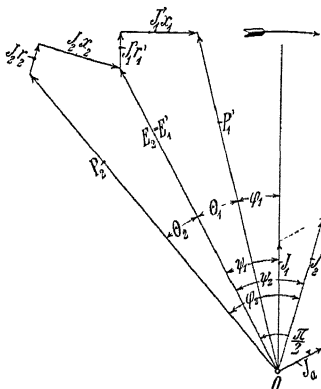


Fig. 284.

$$\begin{aligned} J_{1'w} &= J_1' \cos \psi_1 \\ J_{1'ul} &= J_1' \sin \psi_1 \\ J_{2u} &= J_2 \cos \psi_2 \\ J_{2ul} &= J_2 \sin \psi_2 \end{aligned}$$

und rechnen phasenverzögerte Ströme als positiv, voreilende negativ, so wird die sekundäre Klemmenspannung:

$$P_2 = \sqrt{(E_2 - J_{2ul} x_2 - J_{2w} r_2)^2 + (J_{2ul} r_2 - J_{2w} x_2)^2}$$

Daher ist der Spannungsabfall in der Rotorwicklung mit großer Annäherung¹⁾

$$E_2 - P_2 = J_{2ul} x_2 + J_{2w} r_2 - \frac{(J_{2ul} r_2 - J_{2w} x_2)^2}{2 E_2}.$$

Ebenso haben wir

$$P_1' = \sqrt{(E_2 + J_{1'ul} x_1' + J_{1'u} r_1')^2 + (J_{1'ul} r_1' - J_{1'w} x_1')^2}$$

und

$$P_1' - E_2 = J_{1'ul} x_1' + J_{1'u} r_1' + \frac{(J_{1'ul} r_1' - J_{1'w} x_1')^2}{2 E_2}$$

und somit

$$\begin{aligned} P_1' - P_2 &= J_{1'ul} x_1' + J_{1'w} r_1' + J_{2ul} x_2 + J_{2w} r_2 \\ &\quad + \frac{(J_{1'ul} r_1' - J_{1'w} x_1')^2 - (J_{2ul} r_2 - J_{2w} x_2)^2}{2 E_2} \quad (272) \end{aligned}$$

Es ist nun

$$\begin{aligned} J_{1'w} &= J_{2w} \\ J_{1'ul} &= J_{2ul} + J_a. \end{aligned}$$

Das letzte Glied der Gl. 272 enthält die Differenz von zwei kleinen Größen, die jede nur wenige Prozent von den ersten ausmachen.

Wir können daher angenähert schreiben

$$P_1' - P_2 \cong J_{2w} (r_1' + r_2) + J_{2ul} (x_1' + x_2) + J_a x_1' \quad (273)$$

Nehmen wir z. B. an, wir haben je 3% Widerstandsspannung und je 10% Reaktanzspannung in Stator und Rotor für den Wattstrom und der Magnetisierungsstrom betrage 25% vom Wattstrom. Damit in diesem Falle die Sekundärspannung ebenso groß ist wie die auf sekundär reduzierte Primärspannung, muß

$$J_{2ul} = -J_{2w} \frac{0,06 + 0,25 \cdot 0,1}{0,2} = -0,425 J_{2w}$$

sein, d. h. die Synchronmaschine muß an den Rotor einen voreilen-

¹⁾ s. auch Wechselstromtechnik, Bd. I.

den Strom von 42,5% des Wattstromes abgeben, und der Stator gibt an das Netz einen wattlosen Strom

$$J'_{1wl} = J_{2wl} + J_a = (-0,425 + 0,25) J_w = -0,175 J_w.$$

Ist der voreilende wattlose Strom kleiner, so ist die Sekundärspannung kleiner als die primäre, im umgekehrten Falle größer.

Der Phasenverschiebungswinkel zwischen E_2 und P_2 ist Θ_2 und zwischen E_2 und P'_1 Θ_1 .

Es ist, da die Winkel klein sind,

$$\begin{aligned} \Theta_1^0 + \Theta_2^0 &\cong \frac{180}{\pi} (\sin \Theta_1 + \sin \Theta_2) \\ &\cong \frac{180}{\pi} \frac{J_{2w}(x'_1 + x_2) - J_{2wl}r_2 - J'_{1wl}r'_1}{E_2} \\ &\cong 57,3 \frac{J_{2w}(x'_1 + x_2)}{E_2}. \end{aligned}$$

Bei dem obigen Beispiel ist also

$$\Theta_1^0 + \Theta_2^0 \cong 57,3 \cdot 0,2 = 11,46^\circ.$$

In der Synchronmaschine haben wir einen Wattstrom J_{sw} , der sich zum Wattstrom der Asynchronmaschine angenähert verhält wie p_a zu p_s .

Der wattlose Strom setzt sich zusammen aus dem an das Netz abzugebenden wattlosen Strom und dem an die Asynchronmaschine abgegebenen wattlosen Strom.

Hiermit können wir das Spannungsdiagramm wie bei einer gewöhnlichen Synchronmaschine¹⁾ zeichnen.

109. Äußere Charakteristik eines Periodenumformers.

Bei Leerlauf gibt die Synchronmaschine einen wattlosen Strom

$$J_{swl0} \cong \frac{E_0 - P_{20}}{x_{s1}}$$

an den Rotor, und der Stator an das primäre Netz den wattlosen Strom

$$J'_{1wl0} = (J_{swl0} - J_a).$$

In der Asynchronmaschine ist daher

$$P_{20} = P'_1 + J'_{1wl0}(x'_1 + x_2) + J_a x_2$$

und

$$E_0 = P'_1 + J'_{1wl0}(x'_1 + x_2 + x_{s1}) + J_a(x_2 + x_{s1}).$$

¹⁾ s. Wechselstromtechnik, Bd. IV, Kap. XII.

Wird der Umformer sekundär belastet, so teilt sich der Wattstrom J_w nach Maßgabe der Polzahlen auf die beiden Maschinen.

$$J_{sw} = J_w \cdot \frac{p_a}{p_a + p_s} = \alpha J_w$$

$$J_{2w} = J_w \cdot \frac{p_s}{p_a + p_s} = \beta J_w.$$

Nehmen wir zunächst an, der ganze wattlose Strom der sekundären Belastung würde von der Synchronmaschine gedeckt, so wäre in der Asynchronmaschine nur ein Spannungsabfall herrührend vom Wattstrom vorhanden, der sehr angenähert gleich

$$J_{2w}(r_1' + r_2) + \frac{J_{2w}^2 (x_1' + x_2)}{2P_1'}$$

ist.

Unabhängig davon haben wir in der Synchronmaschine einen Spannungsabfall durch den Ohmschen Widerstand des Wattstromes, die Reaktanz des hinzutretenden wattlosen Stromes und durch die Ankerrückwirkung.

Wären die beiden Spannungsabfälle gleich groß, so würde der von der Synchronmaschine an die Asynchronmaschine bei Leerlauf abgegebene wattlose Strom sich bei Belastung nicht ändern, und der gesamte Spannungsabfall ist gleich dem der Asynchronmaschine. Meist ist aber, besonders bei induktiver Belastung, der Spannungsabfall in der Synchronmaschine größer. Dann wird ein Teil des wattlosen Stromes aus dem primären Netz der Asynchronmaschine entnommen, die Synchronmaschine gibt also weniger wattlosen Strom.

Der gesamte Spannungsabfall wird dann größer als im ersten Falle.

Um die äußere Charakteristik zu berechnen, gehen wir von der Leerlaufcharakteristik der Synchronmaschine aus.

Es sei P_{20} die Klemmenspannung bei Leerlauf, P_2 bei irgend einer Belastung.

Bei Leerlauf ist die EMK der Synchronmaschine

$$E_0 \cong P_{20} + J_{sw10} x_{s1},$$

und bei Belastung

$$E = P_2 + \alpha J_w r_a + J_{sw1} x_{s1}.$$

Daher ist

$$E = E_0 + P_2 - P_{20} + \alpha J_w r_a + \Delta J_{sw1} x_{s1},$$

worin

$$\Delta J_{sw1} = J_{sw1} - J_{sw10}$$

Die Bedeutung der Konstanten A , B , C geht aus den Gl. 275 und 275a bzw. 276 und 276a hervor.

Wir tragen in Fig. 285 den vom Belastungsstrom hervorgerufenen Spannungsabfall $AJ_w = \overline{BC}$ auf. Machen wir \overline{DH} gleich den entmagnetisierenden Amperewindungen, $-C \Delta J_{swl}$, so ist \overline{CD} der dem Strom $-\Delta J_{swl}$ entsprechende Spannungsabfall $-B \Delta J_{swl}$ und

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{B}{C} = \frac{x_1' + x_2 + x_{s1}}{k_0 f_1 m w} \quad . \quad . \quad . \quad (277)$$

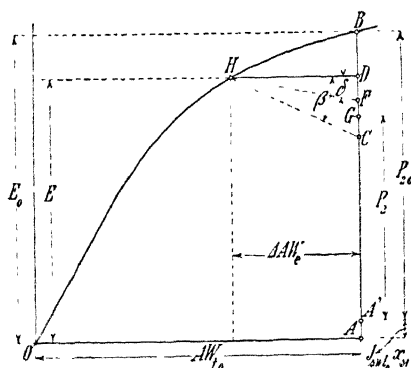


Fig. 285.

Um den zu irgend einem Belastungsstrom gehörigen zusätzlichen wattlosen Strom der Synchronmaschine ΔJ_{swl} zu finden, tragen wir $\overline{BC} = AJ_w$ auf, ziehen unter dem Winkel β gegen die Horizontale die Linie \overline{CH} und finden

$$\Delta J_{swl} = J_w \cdot \frac{\overline{HD}}{\overline{BC}} \cdot \frac{A}{C}.$$

\overline{BC} ist nicht genau proportional dem Belastungsstrom wegen des kleinen Gliedes $\frac{(\beta J_w)^2 (x_1' + x_2)^2}{2 P_2}$, das schneller als J_w wächst.

Um die zu E gehörende Klemmenspannung P_2 zu finden, subtrahieren wir von E

$$\alpha J_w r_a + J_{swl} x_{s1} = \alpha J_w r_a + (\Delta J_{swl} + J_{swl0}) x_{s1}.$$

Machen wir

$$\overline{DF} = \Delta J_{swl} x_{s1},$$

so ist

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{x_{s1}}{C} = \text{konst.}$$

\overline{FG} ist gleich $\alpha J_w r_a$ und somit $P_2 = \overline{A'G}$. Arbeitet man am ungesättigten Teil der Charakteristik, so ergibt sich für gleiche Belastung die Strecke \overline{HD} viel kleiner im Verhältnis zu \overline{BC} , d. h. der von der Synchronmaschine abgegebene wattlose Strom wird entsprechend kleiner, die Asynchronmaschine nimmt dann um so mehr wattlosen Strom auf, und der Spannungsabfall wird vergrößert.

110. Das Parallelarbeiten eines Periodenumformers mit der Zentrale.

Dient der Periodenumformer dazu, von einer größeren Zentrale eine kleinere Zentrale von anderer Periodenzahl zu unterstützen, so muß er mit der sekundären Zentrale parallel arbeiten, und beide Zentralen sind durch den Periodenumformer miteinander gekuppelt.

Hierbei ist es von Wichtigkeit, zu untersuchen, wie sich der Periodenumformer gegenüber Schwankungen der Periodenzahl und Belastungsänderungen der beiden Netze verhält.

Die Antriebsmotoren jeder Zentrale müssen zum Parallelbetrieb statische Regulatoren besitzen, die Maschinen haben also von Leerlauf bis Vollast einen Tourenabfall von etwa 3 bis 6%. Jeder Tourenzahl entspricht eine bestimmte Belastung der Generatoren, und die Nachregulierung der Umdrehungszahl mit der Belastung wird von Hand oder automatisch durch Verschiebung der Regulatorgewichte oder der Federbelastung bewirkt.

Nehmen wir an, die primäre Zentrale sei die größere, so wird eine Belastungsänderung im Netz der sekundären Zentrale keinen wesentlichen Einfluß auf die primäre Periodenzahl haben können.

Es wird also bei Belastungsänderung im sekundären Netz die Periodenzahl sich nicht ändern, die Generatoren der sekundären Zentrale behalten ihre Tourenzahl bei und können die hinzutretende Belastung nicht übernehmen, sondern sie wird ganz vom Umformer geleistet. Hierbei wird seine Klemmenspannung abzunehmen suchen, da er aber mit dem Generator parallel arbeitet, wird er von diesem einen wattlosen Strom aufnehmen, so daß die Spannung nicht so sehr fällt.

Der Umformer muß daher so bemessen sein, daß er alle Belastungsänderungen des sekundären Netzes allein übernehmen kann, ohne außer Tritt zu fallen.

Nehmen wir nun zweitens an, die Periodenzahl der primären Zentrale ändere sich um einen bestimmten Prozentsatz. Steigt z. B. die Tourenzahl primär, während die Belastung des sekundären Netzes konstant bleibt, so muß gleichzeitig die sekundäre Periodenzahl steigen. Mit steigender Umdrehungszahl wird der Generator der sekundären Zentrale weniger Leistung abgeben, und die Belastung des sekundären Netzes wird immer mehr auf den Umformer übergehen, wobei er wieder einen wattlosen Strom von dem Generator aufnimmt.

Nehmen wir an, daß die Tourenabnahme der Antriebsmotoren der Zentrale mit der Belastung nach einer geraden Linie erfolgt,

so können wir die prozentuale Belastungsänderung des Umformers wie folgt berechnen:

Es sei ν die Tourenänderung¹⁾ des Antriebsmotors des sekundären Generators von Leerlauf bis Vollast,

ε der Unempfindlichkeitsgrad des Regulators,

W_g die Leistung des sekundären Generators,

W_u die Leistung des Umformers,

$W_g + W_u$ die Leistung des sekundären Netzes.

Steigt die primäre Periodenzahl um $\Delta\nu$ (bezogen auf die sekundäre Periodenzahl), so wird bei geradliniger Tourencharakteristik der sekundäre Generator entlastet um

$$-\frac{\Delta W_g}{W_g} = -\frac{(\Delta\nu + \varepsilon)}{\nu},$$

und der Umformer wird um $\Delta W_u = +\frac{(\Delta\nu + \varepsilon)}{\nu} W_g$ belastet. Es ist also die prozentuale Belastungsänderung des Umformers

$$100 \cdot \frac{\Delta W_u}{W_u} = \frac{W_g}{W_u} \frac{\Delta\nu + \varepsilon}{\nu} 100\% (278)$$

Bei Abnahme der Periodenzahl um den entsprechenden Betrag wird der Umformer ebenso entlastet.

Die prozentualen Belastungsschwankungen des Umformers sind also für eine bestimmte prozentuale Änderung der Periodenzahl um so größer, je kleiner seine Leistung gegenüber der Leistung der sekundären Zentrale ist.

Wir haben in beiden Fällen die Rückwirkung auf die primäre Zentrale außer acht gelassen. In Wirklichkeit wird eine Mehrbelastung des Umformers einen geringen Tourenabfall in der primären Zentrale zur Folge haben, wodurch die Zunahme der Belastung des Umformers in beiden Fällen etwas kleiner wird als die berechneten Werte. Sie sind Grenzfälle, denen man sich um so mehr nähert, je größer die Leistung der primären Zentrale im Verhältnis zu der Leistung der sekundären ist.

Aus den Verhältnissen der Anlage ist zu ermitteln, in welchem Falle, bei Belastungsänderungen oder bei Periodenänderungen, die Belastungsschwankungen des Umformers am größten werden.

Die Überlastungsfähigkeit des Umformers ist wie bei einem Synchrongenerator um so größer, je kleiner der Spannungsabfall ist.

Für das Pendeln kommt aber nicht die maximale Leistung des Umformers in Frage, denn beim Pendeln arbeitet der Umformer

¹⁾ s. Wechselstromtechnik, Bd. IV, Kap. XIX.

als Synchronmotor, und die Energie pendelt hin und her zwischen dem Generator und den Massen des Umformers.

Damit keine Resonanz eintreten kann, darf die Periodenzahl der Eigenschwingungen nicht mit dem Verhältnis $\frac{p_G}{\nu}$ eines der von einer Kolbenmaschine angetriebenen Wechselstromgeneratoren übereinstimmen.¹⁾ p_G ist die Polpaarzahl des betrachteten Generators und ν die Zahl der Impulse einer Umdrehung, herrührend von dem Kurbelmechanismus der Antriebsmaschine.

Beim Periodenumformer, der mit einer primären und einer sekundären Zentrale parallel arbeitet, liegt unter Umständen die Gefahr des Pendelns von zwei Seiten vor.

Die Periodenzahl der Eigenschwingungen, die abgesehen von der Dämpfung

$$c_{ei} = \sqrt{\frac{c k_u}{4\pi T}}$$

ist²⁾, ist hierbei verschieden, je nachdem man den Umformer von der primären oder der sekundären Seite aus betrachtet.

Es ist in obiger Gleichung c die Periodenzahl des zugeführten Stromes, k_u die Überlastungsfähigkeit des Umformers als Synchronmotor bezogen auf die normale Leistung W_u und T die Zeit, die nötig ist, um den Umformer auf synchrone Tourenzahl zu bringen, wenn man ihm die normale Leistung W_u zuführt. Die Überlastungsfähigkeit ist, wenn man den Umformer als Synchronmotor vom primären Netz aus betrachtet,

$$k_u = \frac{m_1 P_1}{W_u} \left(\frac{P_1}{x'_t + x'_{s3}} - J_{1ul} \right) (279)$$

worin $x'_t = x_t + x_1 + x_2'$ die totale Reaktanz der Leitungen und der Asynchronmaschine auf primär reduziert, x'_{s3} die Reaktanz des Wattstromes der Synchronmaschine auf primär reduziert, J_{1ul} der primär abgegebene wattlose Strom ist.

Es ist

$$T = \frac{\frac{1}{2} \omega^2 \Sigma \frac{GD^2}{4}}{W_u} .$$

Als Synchronmotor von der Sekundärseite haben wir die Synchronmaschine allein zu betrachten.

Die Überlastungsfähigkeit ist, da hier ihre normale Leistung αW_u ist,

$$k'_u = \frac{m_2 P_2}{\alpha W_u} \left(\frac{P_2}{x_{s3}} + J_{sul0} \right) (280)$$

1) s. Wechselstromtechnik, Bd. IV, Kap. XXII.

2) s. Wechselstromtechnik, Bd. IV, S. 561.

Es ist daher das Verhältnis

$$\frac{p_q}{\nu} = \sqrt{\frac{4\pi cT}{k_u}}$$

für primär und sekundär zu berechnen und zu ermitteln, ob es mit keinem der Verhältnisse $\frac{p_q}{\nu}$ der von Kolbenmaschinen angetriebenen Generatoren in den beiden Zentralen übereinstimmt.

Die Oberströme, die durch Verschiedenheiten der EMK-Kurve der Generatoren und Umformer entstehen, wirken zwischen dem Primärnetz und dem Umformer weniger störend, weil die Asynchronmaschine im Stator und Rotor eine sehr große Reaktanz für die Oberströme besitzt, und in dieser Beziehung arbeitet der Umformer günstiger als ein Motorgenerator. Auf der Sekundärseite können sich jedoch die Oberströme zwischen den Generatoren und der Synchronmaschine des Umformers ebenso stark ausbilden.

111. Die Induktionsmaschine in Kaskade mit einer synchronen Wechselstrommaschine als Motor und als Generator.

Das Aggregat, das wir als Periodenumformer betrachtet haben, können wir statt elektrisch auch mechanisch belasten. Das Aggregat arbeitet dann als Synchronmotor. Die Induktionsmaschine wirkt wieder zum $\frac{p_s}{p_a + p_s}$ -ten Teil als Transformator und zum $\frac{p_a}{p_a + p_s}$ -ten Teil als Motor. Die transformierte elektrische Leistung wird von der Synchronmaschine aufgenommen, die ebenfalls als Motor wirkt.

Die Phasenverschiebung an den Primärklemmen kann durch die Erregung der Synchronmaschine verändert werden. Wird die Synchronmaschine so stark überregt, daß sie den wattlosen Erregerstrom der Induktionsmaschine liefert, so ist die Phasenverschiebung Null, und bei noch stärkerer Erregung wird das Aggregat, ebenso wie ein Synchronmotor, wattlosen Strom an das Netz abgeben.

Die Inbetriebsetzung des Motors kann in der gleichen einfachen Art erfolgen wie bei dem Periodenumformer, also bequemer als bei einem gewöhnlichen Synchronmotor. Außerdem kann der Motor mit zwei verschiedenen Tourenzahlen laufen, die sich annähernd wie $\frac{c_1}{p_a}$ zu $\frac{c_1}{p_a + p_s}$ verhalten. Im ersten Falle ist die Synchronmaschine unerregt, und es arbeitet die Induktionsmaschine allein, während die Synchronmaschine leer mitläuft. Um die Reaktanz des Rotorkreises in diesem Falle möglichst klein zu machen, ist es zweckmäßig, den Rotor kurz zu schließen.

Das Aggregat kann auch als Generator wirken, wenn es angetrieben wird.

In diesem Falle wirkt die Asynchronmaschine zum $\frac{p_s}{p_a + p_s}$ ten Teil als Generator. Die entsprechende Leistung wird dem Rotor der Induktionsmaschine mechanisch zugeführt und auf den Stator übertragen. Der $\frac{p_a}{p_a + p_s}$ te Teil der mechanischen Leistung wird von der Synchronmaschine an den Rotor abgegeben. Das Drehfeld des Rotors bewegt sich in gleichem Sinne wie der Rotor, aber schneller als dieser. Sind z. B. die Polzahlen beider Maschinen gleich, so macht das Drehfeld doppelt so viel Umdrehungen wie der Rotor, und die Induktionsmaschine ist zur Hälfte Transformator und zur Hälfte Generator.

Die erste Kaskadenschaltung einer Induktionsmaschine mit einer synchronen Wechselstrommaschine und deren Verwendung als Generator und Motor stammt von C. L. Bradley¹⁾.

Bei dem Aggregat von Bradley ist die Ankerwicklung der Synchronmaschine eine Ringwicklung und mit Kommutator versehen. Der für die Erregung der Feldmagnete erforderliche Gleichstrom wird somit vom Aggregate selbst erzeugt, und Bradley erhält dadurch eine selbsterregende synchrone Wechselstrommaschine, deren Periodenzahl gleich der Summe der Periodenzahlen der synchronen und der asynchronen Maschine ist.

¹⁾ Amerik. Patent Nr. 438602 v. 21. Okt. 1890.

Zweiundzwanzigstes Kapitel.

Kaskadenschaltung einer Induktionsmaschine mit einer Gleichstrommaschine (Kaskadenumformer).¹⁾

112. Allgemeines über den Kaskadenumformer. — 113. Spannungs- und Stromverhältnisse. — 114. Spannungsänderung und Spannungsregelung. — 115. Beispiele ausgeführter Kaskadenumformer.

112. Allgemeines über den Kaskadenumformer.

Schalten wir die Rotorwicklung einer Induktionsmaschine mit der Ankerwicklung einer Gleichstrommaschine in Kaskade, so kann das Aggregat zur Umformung von ein- und mehrphasigem Wechselstrom in Gleichstrom und umgekehrt zur Umformung von Gleichstrom in Wechselstrom benutzt werden.²⁾

Ein solches Aggregat wird kurz als Kaskadenumformer bezeichnet. Man kann es auch als Periodenumformer, sowie als Motor und Generator betreiben, wie in den Abschnitten 107 und 111 (S. 521 und 536) erörtert worden ist. Wir wollen uns deshalb hier nur mit der Wirkungsweise des Aggregates als Kaskadenumformer befassen.

In Fig. 286 ist die Schaltung eines solchen Dreiphasen-Gleichstrom-Umformers dargestellt. S ist die primäre (Stator-) Wicklung der Asynchronmaschine, die den Dreiphasenstrom aufnimmt. R ist die sekundäre (Rotor-) Wicklung, die in Serie mit der Gleichstromwicklung G geschaltet ist. K ist der Kommutator, F die Magnetwicklung, die im Nebenschluß liegt.

R_p ist der dreiphasige Anlaßwiderstand, der mittels der Schleifringe s mit der Rotorwicklung in Verbindung steht. Der Rotor

¹⁾ Siehe E. Arnold und J. L. la Cour, Der Kaskadenumformer, seine Theorie, Berechnung, Konstruktion und Arbeitsweise. Samml. elektrotechn. Vorträge, Bd. IV. Stuttgart 1904.

²⁾ D. R. P. 145434 von O. S. Bragstad und J. L. la Cour, D. R. P. 167382 von E. Arnold.

der Induktionsmaschine ist mit dem Anker der Gleichstrommaschine mechanisch gekuppelt.

Hat die Asynchronmaschine p_a Polpaare und die Gleichstrommaschine p_g Polpaare, so ergibt sich, genau wie bei der Kaskadenschaltung der Asynchron- und der Synchronmaschine, die Umdrehungszahl des Kaskadenumformers bei der primären Periodenzahl c zu

$$n = - \frac{60 c}{p_a + p_g} \text{ Umdr. i. d. Min.} \quad . \quad . \quad . \quad (281)$$

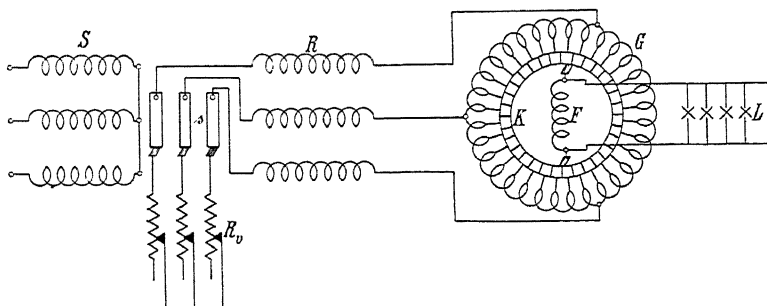


Fig. 286. Schaltungsschema eines dreiphasigen Kaskadenumformers.

Die Asynchronmaschine arbeitet wieder zum $\frac{p_g}{p_a + p_g}$ ten Teil als Transformator und zum $\frac{p_a}{p_a + p_g}$ ten Teil als Motor. Die Gleichstrommaschine arbeitet hier zum $\frac{p_g}{p_a + p_g}$ ten Teil als Umformer und zum $\frac{p_a}{p_a + p_g}$ ten Teil als Gleichstromgenerator. Gegenüber einem gewöhnlichen rotierenden Umformer hat der Kaskadenumformer den Vorteil, daß die Gleichstrommaschine bei einer kleineren als der primären Periodenzahl arbeitet. Sie wird somit günstiger in bezug auf die Funkenbildung und kann kleiner bemessen werden als ein gewöhnlicher Umformer.

Dieser Vorteil wird um so merkbarer, je höher die primäre Periodenzahl ist.

Man hat es hierbei in der Hand, durch passende Wahl und Verteilung der Polzahl für die Gleichstrommaschine günstige Abmessungen zu erzielen.

Ferner fällt der beim Einanker-Umformer erforderliche Transformator und die bei großen Leistungen schweren Kabel zwischen der Niederspannungsseite des Transformators und dem Umformer fort. Auch läßt sich der Kaskadenumformer in einfacher Weise

von der Wechselstromseite aus in Betrieb setzen und rasch und sicher synchronisieren.

Gegenüber einem Motorgeneratoraggregat hat der Kaskadenumformer den Vorteil, daß die Abmessungen beider Maschinen kleiner sind und der Wirkungsgrad wesentlich höher wird. Der Kaskadenumformer vereinigt also die Vorzüge des Motorgenerators mit denen des Einankerumformers, und sein Wirkungsgrad ist nur unwesentlich kleiner als der eines Einankerumformers mit Transformator.

Der Rotor und der Gleichstromanker werden meist ohne Zwischenlager nebeneinander auf die Welle gesetzt.

Man gibt dem Rotor und der Gleichstromwicklung viele Phasen, so daß der Rotorstrom an vielen Stellen dem Gleichstromanker zugeführt werden kann.

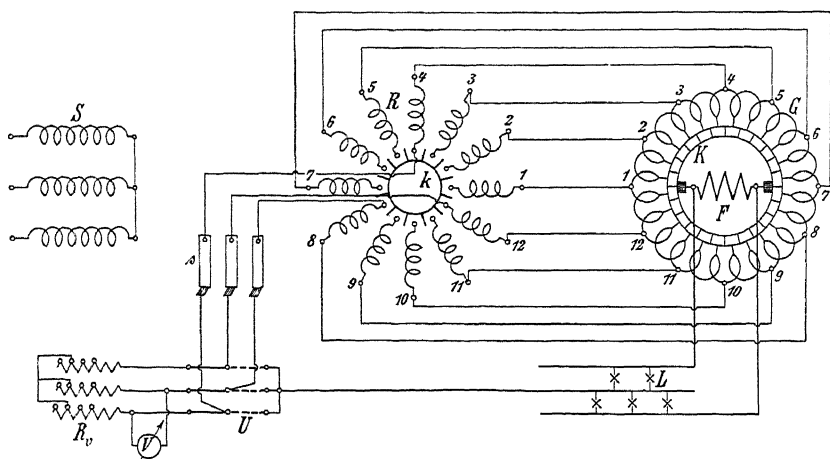


Fig. 287. Kaskadenschaltung eines zwölfphasigen Rotors mit einem Umformeranker.

Fig. 287 zeigt schematisch einen zwölfphasigen Rotor mit Sternschaltung, der mit dem zwölfphasigen Umformeranker in Kaskade geschaltet ist. Zum Anlassen von der Wechselstromseite werden drei Rotorphasen (4—8—12) über Schleifringe und einen Anlaßwiderstand R_p zu einem neutralen Punkt geschlossen; beim Schließen des Hochspannungsschalters an der Primärseite läuft dann das Aggregat als Asynchronmotor an. Hierbei erregt sich der Umformer allmählich selbst.

Der Anlaßwiderstand wird nicht ganz kurzgeschlossen, sondern es bleibt etwas Widerstand so lange vorgeschaltet, bis der Umformer in Synchronismus kommt, was man an dem Voltmeter V erkennt.

Sobald der Umformer synchron läuft, werden die Enden aller zwölf Rotorphasen durch einen auf der Welle sitzenden Kurzschließer k zu einem neutralen Punkt vereinigt, womit der Verschaltwiderstand kurzgeschlossen ist.

Der Umformer erhält seine richtige Polarität, da er beim Anlauf sich als Gleichstromgenerator durch den remanenten Magnetismus selbst erregt. Damit jedoch der remanente Magnetismus beim Anlauf durch den Wechselstrom im Gleichstromanker nicht zerstört und der Umformer nicht umpolarisiert wird, dürfen die Stromstöße beim Anlauf nicht zu groß werden.

Man kann den Umformer auch fremd erregen.

Läßt man den Umformer von der Gleichstromseite an, so geschieht dies mit einem gewöhnlichen Anlaßwiderstand, und man hat dann auf der Wechselstromseite wie bei einer gewöhnlichen Synchronmaschine zu synchronisieren. Die Kurzschlußvorrichtung des Rotors kommt dann in Wegfall. Das Anlassen und Synchronisieren von der Wechselstromseite ist jedoch in fast allen Fällen vorzuziehen.

Die Verbindungen zwischen Rotor- und Gleichstromwicklung sind so auszuführen, daß das von den Rotorströmen im Gleichstromanker erzeugte Drehfeld sich umgekehrt wie der Anker dreht, d. h. im Raum stillsteht. Die Rotorphasen müssen daher in umgekehrter Reihenfolge an die Phasen der Gleichstromwicklung angeschlossen werden.

Beginnt man bei einer beliebigen Verbindung 1—1 in Fig. 287, so gelangt man zu der nächsten, indem man an der Rotorwicklung in umgekehrtem Drehsinne fortschreitet wie an der Gleichstromwicklung.

Soll der Umformer zur Speisung eines Dreileiternetzes dienen, so hat man nur den Sternpunkt der Rotorwicklung mit Hilfe eines Schleifringes an den Mittelleiter anzuschließen. Hierzu können mittels eines Umschalters U die für den Anlauf vorgesehenen drei Schleifringe verwendet werden (s. Fig. 287).

Damit alle Anschlüsse der Rotorwicklung an die Gleichstromwicklung auf einer Seite und die am Sternpunkt auf der anderen Seite des Rotors liegen, wählt man die Rotorwicklung so, daß jede Phase eine ungerade Stabzahl erhält.

113. Spannungs- und Stromverhältnisse.

1. Für die Asynchronmaschine liegen die Verhältnisse ebenso wie bei der Kaskadenschaltung einer Asynchron- und einer Synchronmaschine.

Es ist $E_1 = 4,44 c_1 w_1 f_1 \Phi 10^{-8} \text{ Volt},$

$$E_2 = 4,44 c_2 w_2 f_2 \Phi 10^{-8} \text{ Volt},$$

und da

$$c_2 = c_1 \frac{p_g}{p_a + p_g}$$

ist, wird

$$E_2 = E_1 \frac{p_g}{p_a + p_g} \frac{w_2 f_2}{w_1 f_1}.$$

Ist J_{1w} die Wattkomponente des Statorstromes und J_{2w} die des Rotorstromes, so ist

$$J_{2w} = J_{1w} \frac{m_1 f_1 w_1}{m_2 f_2 w_2}.$$

Nehmen wir an, daß die Gleichstrommaschine so erregt ist, daß der Magnetisierungsstrom J_a vom Rotor geliefert wird, so ist der Rotorstrom

$$J_2 = \sqrt{J_{2w}^2 + J_a^2}.$$

Bei einem Einphasenkaskadenumformer tritt außerdem ein Rotorstrom J_{2i} auf, der das inverse Statorfeld vernichtet. Er hat die Periodenzahl

$$c_1 \left(1 + \frac{p_a}{p_a + p_g} \right)$$

und ist fast ebenso groß wie J_{2w} . Beim Einphasenkaskadenumformer ist daher

$$J_2 \cong \sqrt{2 J_{2w}^2 + J_a^2}.$$

Die vom Stator auf das Drehfeld übertragene Leistung ist

$$W_{a1} = m_1 E_1 J_{1w}$$

und die elektrische Leistung des Rotors (einschließlich der Verluste)

$$W_{a2} = m_2 E_2 J_{2w} = W_{a1} \frac{p_g}{p_a + p_g}.$$

Die mechanische Leistung des Rotors ist

$$W_m = W_{a1} - W_{a2} = W_{a1} \frac{p_a}{p_a + p_g}.$$

Die Asynchronmaschine arbeitet also zum $\frac{p_g}{p_a + p_g}$ ten Teil

als Transformator, zum $\frac{p_a}{p_a + p_g}$ ten Teil als Motor. Die motorische Leistung wird in der Gleichstrommaschine wieder in elektrische Energie umgewandelt.

2. Die Gleichstrommaschine erhält, abgesehen von den Rotorverlusten, vom Rotor die elektrische Leistung

$$W_{a2} = W_{a1} \frac{p_g}{p_a + p_g}$$

und die mechanische Leistung $W_{a1} \frac{p_a}{p_a + p_g}$. Sie arbeitet also zum $\frac{p_g}{p_a + p_g}$ ten Teil als Umformer und zum $\frac{p_a}{p_a + p_g}$ ten Teil als Gleichstromgenerator. Wie bei einem gewöhnlichen Einankerumformer besteht zwischen der Wechsel-EMK E_w der Wechselstromseite und der Gleichstrom-EMK E_g ein bestimmtes Verhältnis¹⁾

$$u_{eg} = \frac{E_w}{E_g} = k \frac{w_u}{w_g}.$$

Hierin ist k der EMK-Faktor, $k = f_B f$, f_B der Formfaktor der Feldkurve, f der Wicklungsfaktor, w_u die Windungszahl in Serie zwischen zwei Anschlußpunkten, w_g die Windungszahl in Serie zwischen den Bürsten.

Für eine gerade Phasenzahl ist die Windungszahl w_u zwischen den diametralen Punkten in einem zweipoligen Schema gleich der Windungszahl w_g zwischen den Kommutatorbürsten, und der Wicklungsfaktor ist gleich $\frac{2}{\pi}$.

Bei sinusförmigem Feld ist der Formfaktor $f_B = 1,11$, und daher für gerade Phasenzahl

$$E_w = f_B f E_g = 1,11 \frac{2}{\pi} E_g = \frac{E_g}{\sqrt{2}}.$$

Denn bei sinusförmiger Feldkurve ist die Potentialkurve am Kommutator eine Sinuskurve von der Amplitude $\frac{1}{2} E_g$, und die Amplitude der Wechsel-EMK $E_w \sqrt{2}$ ist gleich E_g . Unter Annahme einer sinusförmigen Feldkurve ist das Potentialdiagramm der Wicklung ein Kreis vom Durchmesser E_w (Fig. 288). Für m_2 Phasen ist die geometrische Differenz der in zwei benachbarten Phasen induzierten effektiven EMKe

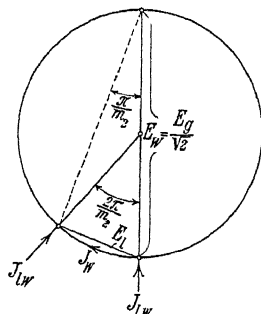


Fig. 288. Potentialdiagramm der Ankerwicklung.

$$E_i = E_w \sin \frac{\pi}{m_2} = \frac{E_g}{\sqrt{2}} \sin \frac{\pi}{m_2}.$$

¹⁾ s. Wechselstromtechnik, Bd. IV, S. 684.

Sehen wir vorläufig von dem kleinen Spannungsabfall im Umformeranker und am Kommutator ab, so gelten für die Spannungen dieselben Beziehungen wie für die EMKe, es ist also die Durchmesser-spannung

$$P_w = \frac{P_g}{\sqrt{2}},$$

und die Linienspannung gleich

$$P_l = \frac{P_g}{\sqrt{2}} \sin \frac{\pi}{m_2}.$$

Ist W_w die dem Gleichstromanker zugeführte Leistung, so beträgt der zugeführte Wattstrom (Fig. 288), da die Spannung einer Phase $\frac{P_w}{2}$ ist,

$$J_{lw} = \frac{W_w}{m_2 \frac{P_w}{2}} = \frac{2W_w}{m_2 P_w} = \frac{2\sqrt{2} W_w}{m_2 P_g},$$

und der in der Ankerwicklung bedingte Wattstrom ist

$$J_w = \frac{W_w}{m_2 P_l} = \frac{\sqrt{2} W_w}{m_2 P_g \sin \frac{\pi}{m_2}} = \frac{J_{lw}}{2 \sin \frac{\pi}{m_2}}.$$

Für Sternschaltung des Rotors ist

$$P_w = 2P_2, \quad J_{2w} = J_{lw} = 2J_w \sin \frac{\pi}{m_2},$$

bei Ringschaltung des Rotors ist

$$P_2 = P_l$$

und

$$J_{2w} = J_w.$$

Außerdem wird dem Gleichstromanker ein wattloser Strom J_a zur Erregung der Asynchronmaschine entnommen. Wenn der Stator noch einen wattlosen Strom J_{1wl} ins Netz liefern soll, so hat der Gleichstromanker auch einen entsprechenden wattlosen Strom

$$J_{2wl} = J_{1wl} \frac{m_1 w_1 f_1}{m_2 w_2 f_2}$$

an den Rotor abzugeben.

Den gesamten wattlosen Strom $J_a + J_{2wl}$ des Rotors, den der Umformer zu liefern hat, kann man zweckmäßig in Prozenten des Wattstromes ausdrücken.

Das Verhältnis des wattlosen Stromes zum Wattstrom ist für Rotor und Gleichstromanker dasselbe, also

$$\frac{J_{wl}}{J_w} = \frac{J_a + J_{2wl}}{J_{2w}}.$$

Dem Gleichstromanker wird mittels des Kommutators ein Gleichstrom entnommen

$$J_g = \frac{W_g}{P_g}.$$

Die zugeführte Wechselstromleistung ist

$$W_w \simeq W_g \frac{p_g}{p_a + p_g},$$

daher wird der zugeführte Wattstrom

$$J_{lw} \simeq \frac{p_g}{p_a + p_g} \frac{2\sqrt{2} W_g}{m_2 P_g} = \frac{p_g}{p_a + p_g} \frac{2\sqrt{2} J_g}{m_2} = 2 J_w \sin \frac{\pi}{m_2}.$$

Hieraus folgt

$$J_w \simeq \frac{p_g}{p_a + p_g} \frac{\sqrt{2} J_g}{m_2 \sin \frac{\pi}{m_2}} \quad . \quad . \quad . \quad (282)$$

3. Resultierender Strom im Gleichstromanker. Der Strom in den Leitern des Gleichstromankers ist die Differenz zwischen dem zugeführten Wechselstrom und dem erzeugten Gleichstrom.

Der Gleichstrom wechselt in jeder Ankerspule seine Richtung in dem Augenblick, in dem die Spule von den Bürsten kurzgeschlossen wird, er ist somit im Anker ein Wechselstrom von rechteckiger Wellenform mit der Amplitude $\frac{J_g}{2}$. Zerlegt man ihn in seine Harmonischen, so hat die Grundwelle eine Amplitude

$$\frac{4}{\pi} \frac{J_g}{2} = \frac{2}{\pi} J_g$$

und den Effektivwert

$$\frac{\sqrt{2}}{\pi} J_g.$$

Die Oberströme haben zusammen einen Effektivwert

$$J_{0v} = \sqrt{\left(\frac{J_g}{2}\right)^2 - \left(\frac{\sqrt{2} J_g}{\pi}\right)^2} = \frac{J_g}{2} \sqrt{1 - \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\right)^2} = 0,436 \frac{J_g}{2} \quad (283)$$

Bei sehr vielen Phasen im Rotor fällt der Wattstrom in jeder Spule des Gleichstromankers mit dem Grundstrom in der Phase zusammen, so daß diese beiden sich subtrahieren.

Der resultierende Grundstrom setzt sich somit aus einem Wattstrom $\frac{\sqrt{2} J_g}{\pi} - J_w$ und aus einem wattlosen Strom J_{wl} zusammen.

Bei kleiner Phasenzahl, z. B. sechs oder neun, fällt der Wattstrom J_w nicht in allen Ankerspulen in der Phase mit dem Grundstrom zusammen, sondern er ist gegen ihn in einigen Spulen phasenverfrüht, in anderen phasenverzögert. Dadurch werden die Stromwärmeverluste größer.

Der Stromwärmeverlust im Umformeranker im Verhältnis zu dem eines Gleichstromankers ist¹⁾, wenn wir

$$J_w = u_{ig} \frac{J_g}{2}$$

und

$$J_{wl} = v_{ig} \frac{J_g}{2}$$

setzen.

$$\nu = 1 + u_{ig}^2 + v_{ig}^2 - \frac{4\sqrt{2} u_{ig} m_2}{\pi^2} \sin \frac{\pi}{m_2}.$$

Es ist

$$u_{ig} = 2 \frac{J_w}{J_g} = \frac{p_g}{p_a + p_g} \frac{2\sqrt{2}}{m_2 \sin \frac{\pi}{m_2}}$$

und daher

$$\nu = 1 + u_{ig}^2 + v_{ig}^2 - \frac{16}{\pi^2} \frac{p_g}{p_a + p_g} \quad . \quad . \quad (284)$$

Soll der Stromwärmeverlust im Umformer derselbe sein wie bei einem Gleichstromgenerator, so kann der vom Umformer gelieferte Strom und seine Leistung im Verhältnis $\frac{1}{\sqrt{\nu}}$ größer sein.

In der folgenden Tabelle (S. 547) sind ν und $\frac{1}{\sqrt{\nu}}$ für die beiden folgenden Fälle eines Dreiphasen-Kaskadenumformers berechnet

- I. Rotor 12 Phasen, 33,3% wattloser Strom im Rotor,
- II. Rotor 9 Phasen, 66,6% wattloser Strom im Rotor.

Beim Einphasenumformer ist noch der Strom von hoher Periodenzahl in der Rotorwicklung zu berücksichtigen, der auch in der Umformerwicklung fließt.

¹⁾ s. Wechselstromtechnik, Bd. IV, S. 693.

Hierfür ergibt sich bei Phasengleichheit an den primären Klemmen

$$\nu' = 1 + 2 u_{ig}^2 + v_{ig}^2 - \frac{4 \sqrt{2} u_{ig} m_2 \sin \frac{\pi}{m_2}}{\pi^2},$$

$$\nu' = 1 + 2 u_{ig}^2 + v_{ig}^2 - \frac{16}{\pi^2} \frac{p_g}{p_a + p_g} \quad . \quad . \quad . \quad (285)$$

In der Tabelle sind auch die Werte von ν' und $\frac{1}{\sqrt{\nu'}}$ für den Einphasenumformer für

I. Rotor 12 Phasen, 25% wattloser Strom im Rotor

II. Rotor 9 Phasen, 40% wattloser Strom im Rotor

berechnet.

Dreiphasenumformer.

$$m_2 = 12 \quad \frac{J_{wl}}{J_w} = \frac{1}{3}$$

$\frac{p_g}{p_a + p_g}$	0,3	0,4	0,5	0,6	0,67	0,75
ν	0,597	0,497	0,42	0,363	0,33	0,3
$\frac{1}{\sqrt{\nu}}$	1,295	1,42	1,545	1,66	1,74	1,825

$$m_2 = 9 \quad \frac{J_{wl}}{J_w} = \frac{2}{3}$$

$\frac{p_g}{p_a + p_g}$	0,3	0,4	0,5	0,6	0,67	0,75
ν	0,623	0,546	0,493	0,465	0,464	0,468
$\frac{1}{\sqrt{\nu}}$	1,265	1,355	1,425	1,465	1,470	1,460

Einphasenumformer.

$$m_2 = 12 \quad \frac{J_{wl}}{J_w} = \frac{1}{4}$$

$\frac{p_g}{p_a + p_g}$	0,3	0,4	0,5	0,6	0,67	0,75
ν'	0,672	0,632	0,62	0,661	0,70	0,767
$\frac{1}{\sqrt{\nu'}}$	1,22	1,258	1,27	1,23	1,19	1,155

$$m_2 = 9 \quad \frac{J_{wl}}{J_w} = \frac{1}{3}$$

$\frac{p_g}{p_a + p_g}$	0,3	0,4	0,5	0,6	0,67	0,75
ν'	0,673	0,634	0,633	0,664	0,716	0,783
$\frac{1}{\sqrt{\nu'}}$	1,22	1,255	1,255	1,225	1,18	1,13

Ist die Phasenzahl m_2 groß, so wird

$$\sin \frac{\pi}{m_2} \simeq \frac{\pi}{m_2}$$

und

$$\frac{4 \sqrt{2} m_2 \sin \frac{\pi}{m_2}}{\pi^2} = \frac{4}{\pi} \sqrt{2} = 1,80,$$

$$u_{ig} = \frac{p_g}{p_a + p_g} \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} = 0,9 \frac{p_g}{p_a + p_g},$$

daher ist

$$\eta_{(m_2 = \infty)} = 1 + \left(0,9 \frac{p_g}{p_a + p_g}\right)^2 \left[1 + \left(\frac{J_{wl}}{J_w}\right)^2\right] - 1,62 \frac{p_g}{p_a + p_g}.$$

4. Die Oberströme. Die abgeleiteten Beziehungen gelten nur unter der Annahme, daß die zugeführte Wechselspannung und die im Gleichstromanker induzierte EMK dieselbe Wellenform haben, und dies trifft in den meisten Fällen zu. Ist es nicht der Fall, so entstehen Oberströme, und zwar sind sie bei Leerlauf und Belastung fast gleich groß. Durch die Form der Welle wird das Verhältnis $u_{eg} = \frac{E_w}{E_g}$ und $\frac{E_l}{E_g}$ geändert, durch die Oberströme jedoch nur wenig, denn die durch Oberströme bedingten Spannungsabfälle haben nur wenig Einfluß auf die effektive Spannung.

Die durch Verschiedenheiten der Kurvenform bedingten Oberströme addieren sich zu den von der rechteckigen Form des Gleichstromes herrührenden. Dadurch können die Verluste durch Stromwärme in der Ankerwicklung entweder stark erhöht oder verkleinert werden.

Wegen des schädlichen Einflusses der Oberströme in synchronen Betrieben ist eine möglichst sinusförmige EMK-Kurve anzustreben. Denn selbst wenn man bei einer zusammengesetzten Kurvenform bei einer gewissen Phasenverschiebung die Verluste im Umformeranker verkleinern könnte, würde das bei einer anderen Phasenverschiebung nicht zutreffen, und der erzielte Vorteil ist außerdem sehr klein.

Bei einem Kaskadenumformer sind die entstehenden Oberströme im allgemeinen kleiner als bei einem Einankerumformer, weil die Asynchronmaschine eine größere Reaktanz hat als ein stationärer Transformator.

Beispiel. Es sollen 500 KW Dreiphasenstrom von 5000 Volt und 50 Perioden in Gleichstrom von 500 Volt umgeformt werden. Der Umformer soll 25% wattlosen Strom ins Netz geben.

Wählen wir $p_a = 3$ $p_g = 3$, so wird

$$n = \frac{60 c_1}{p_a + p_g} = 500.$$

Bei Sternschaltung des Stators wird die Phasenspannung

$$P_1 = \frac{5000}{\sqrt{3}} = 2890 \text{ Volt.}$$

und der Wattstrom einer Statorphase

$$J_{1w} = \frac{500000}{\sqrt{3} \times 5000} = 57,8 \text{ Amp.}$$

Der wattlose Strom ist 25% davon, also

$$J_{1wl} = 0,25 \cdot 57,8 = 14,4 \text{ Amp.}$$

und der gesamte Statorstrom

$$J_1 = \sqrt{J_{1w}^2 + J_{1wl}^2} = 59,4 \text{ Amp.,}$$

$$\cos \psi_1 = \frac{J_{1w}}{J_1} = 0,975.$$

Auf den Rotor wird eine elektrische Leistung

$$W_{a2} = W_{a1} \frac{p_g}{p_a + p_g} = 250 \text{ KW}$$

und eine mechanische Leistung

$$W_m = W_{a1} \frac{p_a}{p_a + p_g} = 250 \text{ KW}$$

übertragen.

Nehmen wir im Rotor Sternschaltung an und führen die Wicklung mit 12 Phasen aus, so wird die Spannung einer Phase

$$P_2 = \frac{P_w}{2} = \frac{P_g}{2\sqrt{2}} = \frac{500}{2\sqrt{2}} = 177 \text{ Volt}$$

und der Wattstrom im Rotor

$$J_{2w} = \frac{W_{a2}}{m_2 P_2} = \frac{250000}{12 \cdot 177} = 118 \text{ Amp.}$$

Der wattlose Strom im Rotor setzt sich zusammen aus dem Magnetisierungsstrom und dem auf den Stator zu übertragenden wattlosen Strom.

Es betrage der Magnetisierungsstrom 30% des Wattstromes. Dann ist

$$J_{2wl} = (0,30 + 0,25) J_{2w} = 0,55 J_{2w} = 65 \text{ Amp.,}$$

$$J_2 = \sqrt{J_{2w}^2 + J_{2wl}^2} = 135 \text{ Amp.},$$

$$\cos \psi_2 = \frac{J_{2w}}{J_{2wl}} = 0,875.$$

Dem Anker der Gleichstrommaschine wird ein Wattstrom zugeführt

$$J_w = \frac{J_{2w}}{2 \sin \frac{\pi}{m_2}} = \frac{118}{2 \sin 15^\circ} = 228 \text{ Amp.}$$

und ein wattloser Strom entnommen

$$J_{wl} = \frac{J_{2wl}}{2 \sin \frac{\pi}{m_2}} = \frac{65}{2 \sin 15^\circ} = 126 \text{ Amp.}$$

Nehmen wir an, daß die Verluste im Umformer 10% betragen, so liefert er einen Gleichstrom

$$J_g = \frac{0,9 \cdot 500000}{500} = 900 \text{ Amp.}$$

In der Wicklung haben wir also

$$\frac{J_g}{2} = 450 \text{ Amp.}$$

Gleichstrom und führen ihr 228 Amp. Wattstrom zu und entnehmen ihr 126 Amp. wattlosen Strom.

Es wird also

$$u_{ig} = \frac{2 J_w}{J_g} = \frac{228}{450} = 0,506,$$

$$v_{ig} = \frac{2 J_{wl}}{J_g} = \frac{118}{450} = 0,262$$

und

$$\begin{aligned} \nu &= 1 + 0,506^2 + 0,262^2 - \frac{4\sqrt{2} \cdot 0,506 \cdot 12}{\pi^2} \sin \frac{\pi}{12} \\ &= 1 + 0,257 + 0,069 - 0,9 = 0,426, \end{aligned}$$

$$\frac{1}{\sqrt{\nu}} = 1,53.$$

Der 450 KW-Umformer ist somit wie eine Gleichstrommaschine von $\frac{450}{1,53} \cong 300$ KW zu entwerfen.

Die Abmessungen des Kommutators sind natürlich für die volle Leistung zu bestimmen.

114. Spannungsänderung und Spannungsregelung.

a) Für die Asynchronmaschine gelten dieselben Diagramme, die bei der Kaskadenschaltung einer Induktionsmaschine und einer Synchronmaschine gezeichnet sind (s. Fig. 282 bis 284, S. 527).

b) Bei dem Umformeranker übersieht man die Verhältnisse am einfachsten mit Hilfe des Potentialdiagrammes des Kommutators.

Dieses ist bei sinusförmiger Feldkurve eine Sinuskurve, deren Amplitude sehr nahezu $\frac{\sqrt{2}}{2} P_{ir}$ ist, worin P_{ir} die Spannung einer Doppelphase am Rotor ist.

Stehen die Bürsten in der neutralen Zone, d. h. am Scheitel der Potentialkurve, so wird die Gleichstromspannung

$$P_g = \frac{\sqrt{2}}{2} P_{ir} - \Delta P.$$

ΔP ist der Spannungsverlust unter den Bürsten und beträgt für die Bürsten beider Polaritäten zusammen 1,5 bis 2,5 Volt, je nach dem Material.

Sind die Bürsten um einen Winkel Θ_u vom Scheitel der Potentialkurve verschoben, so ist (s. Fig. 289)

$$P_g = P_{ir} \frac{\sqrt{2}}{2} \cos \Theta_u - \Delta P.$$

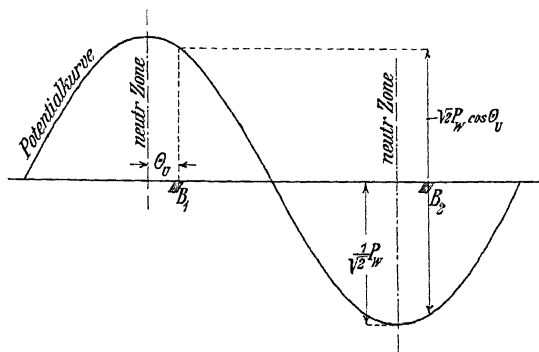


Fig. 289. Potentialkurve des Kommutators.

Die Verschiebung der Potentialkurve gegenüber den Bürsten rührt von der Quermagnetisierung her.

Da die Maschine zum $\frac{p_g}{p_a + p_g}$ -ten Teil als Umformer und zum $\frac{p_a}{p_a + p_g}$ -ten Teil als Gleichstromgenerator arbeitet, verhält sich der

generierte Gleichstrom $J_{g,g}$ zum gesamten Gleichstrom J_g wie $\frac{p_a}{p_a + p_g}$, somit

$$J_{g,g} = \frac{p_a}{p_a + p_g} J_g.$$

Nur der generierte Gleichstrom erzeugt ein Querfeld, der andere Teil nicht, weil er der umgeformte Wattstrom ist. Daher ist Θ_u etwa halb so groß wie bei einer Gleichstrommaschine. Bei dieser beträgt Θ_u etwa 10 bis 15°, hier wird der Winkel auch bei großer Strombelastung nicht größer als etwa 10° werden. Stellt man die Bürsten so ein, daß sie bei Halblast in der neutralen Zone stehen, so wird Θ_u bei Leerlauf und Vollast höchstens etwa 5° betragen, und deswegen kann man für alle Belastungen $\cos \Theta_u \cong 1$ setzen und

$$P_g = P_w \sqrt{2} - 4P \quad . \quad . \quad . \quad (286)$$

Der vom Gleichstromanker aufgenommene Wattstrom J_w , wie wir gesehen haben, nur von der Belastung an der Gleichstromseite abhängig, denn es ist

$$J_w = J_g \frac{\sqrt{2}}{m_2 \sin \frac{\pi}{m_2}} \frac{p_g}{p_a + p_g}.$$

Um den vom Gleichstromanker bei gegebener Wechselspannung, Erregung und Belastung abgegebenen wattlosen Strom zu berechnen, haben wir erst die Ankerrückwirkung zu betrachten.

Der generierte Gleichstrom $J_{g,g}$ erzeugt wie erwähnt ein Querfeld, das eine Verschiebung der Potentialkurve zur Folge hat. Das Querfeld schwächt bei hoher Sättigung der Zähne das Umformerfeld, weil die Schwächung an der Eintrittsseite des Poles größer ist als die Verstärkung an der Austrittsseite.

Der Strom $J_{g,g}$ erzeugt aber auch ein Längsfeld, und die längsmagnetisierenden Windungen sind proportional

$$\sin \Theta_u \cong \frac{\pi}{180^\circ} \Theta_u^\circ.$$

Man kann daher von Leerlauf bis Belastung mit einer Schwächung des Feldes rechnen, die einer rückwirkenden Amperewindungszahl

$$AW_r = k_{zq} \frac{\Theta_u^\circ \pi}{180^\circ} J_{g,g} \frac{N}{4a}$$

entspricht.

Durch den Faktor k_{zq} wird der Einfluß der quermagnetisierenden Amperewindungen berücksichtigt. Sind die Zähne stark gesättigt,

so wird Θ_u klein und k_{zq} groß. Bei schwacher Sättigung wird umgekehrt Θ_u groß und k_{zq} klein. Setzt man daher

$$k_{zq} \Theta_u^0 \simeq 12^0,$$

also

$$\frac{k_{zq} \Theta_u^0 \pi}{180^0} \simeq 0,2,$$

so wird

$$AW_r \simeq \frac{0,2 J_{g.g} N}{4 a} = \frac{p_a}{p_a + p_g} J_g \frac{N}{20 a} \quad . \quad . \quad (287)$$

Von Leerlauf bis Belastung haben wir außerdem einen Ohmschen Spannungsabfall an der Gleichstromseite

$$J_g \sqrt{\nu} R_a$$

und an der Wechselstromseite

$$\frac{J_g \sqrt{\nu}}{\sqrt{2}} R_a.$$

ν ist das früher bestimmte Verhältnis zwischen den Verlusten im Umformeranker und denen im Gleichstromanker.

Der wattlose Strom J_{wl} hat im Umformeranker eine Reaktanzspannung $J_{wl} x_{s1}$ zur Folge, die in Phase mit der induzierten EMK E_w ist, und wirkt außerdem entmagnetisierend mit einer Amperewindungszahl:

$$AW_e = k_0 \frac{J_{wl} N}{2 a} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (288)$$

k_0 ist der MMK-Faktor der Synchronmaschine¹⁾ und beträgt ca. 0,75, wenn der Polbogen etwa $\frac{2}{3}$ der Polteilung ist.

Ist AW_t die Windungszahl der Magnete, so wirken auf das Umformerfeld $AW_t + AW_e - AW_r$ Amperewindungen, und das Feld induziert in der Ankerwicklung die Wechsel-EMK

$$E_w = P_w + J_g \sqrt{\frac{\nu}{2}} R_a + J_{wl} x_{s1}.$$

Um den wattlosen Strom J_{wl} zu bestimmen, gehen wir von der Leerlaufcharakteristik (Fig. 290) aus.

Wir tragen auf der Ordinatenachse

$$\overline{OA} = P_w + J_g \sqrt{\frac{\nu}{2}} R_a$$

auf und ziehen durch A die Horizontale \overline{AC}_1 .

¹⁾ s. Wechselstromtechnik, Bd. IV, S. 61.

Auf der Abszissenachse trägt man

$$\overline{OB} = AW_t - AW_r,$$

auf und zieht durch B die Vertikale \overline{BC} .

Ist nun $CD = J_{wl} x_{s1}$ und $\overline{DE} = AW_e = \frac{k_0 N}{2a} J_{wl}$, so muß Punkt E auf der Leerlaufcharakteristik liegen. Der Winkel α ist konstant, und zwar ist

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{J_{wl} x_{s1}}{AW_e} = \frac{x_{s1} 2a}{k_0 N}.$$

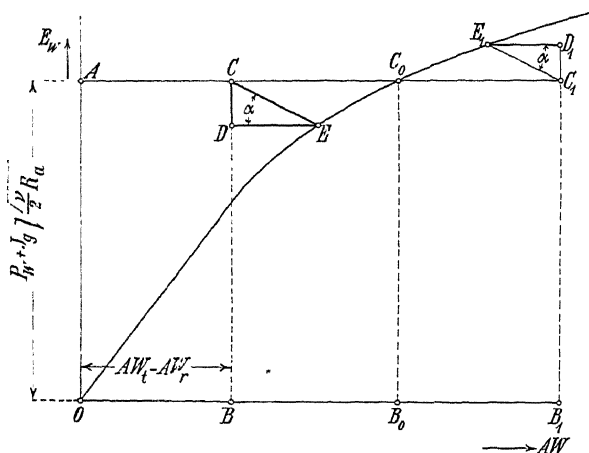


Fig. 290. Leerlaufcharakteristik.

Man findet also Punkt E , indem man durch C die Gerade \overline{CE} unter dem Winkel α gegen die Abszissenachse zieht.

Hier ist der wattlose Strom verzögert, und seine Größe ist gegeben durch

$$J_{wl} = \frac{\overline{CD}}{x_{s1}}.$$

Ist $AW_t - AW_r = \overline{OB}_0$, so wird der wattlose Strom Null, bei noch größerer Erregung, z. B. für \overline{OB}_1 , wird J_{wl} negativ und eilt der EMK um 90° vor.

Ebenso verfährt man, um bei gegebener Belastung J_g , Gleichspannung P_g und wattlosem Strom J_{wl} die erforderlichen Feldamperewindungen zu bestimmen. Man berechnet

$$E_w = \frac{1}{\sqrt{2}} (P_g + \Delta P + J_g \sqrt{r} R_a) J_{wl} x_{s1} \quad . \quad . \quad (289)$$

und entnimmt hierzu die Feldamperewindungen der Leerlaufcharakteristik. Sie seien AW_{t0} .

Addiert man hierzu $AW_r + AW_e$, so sind die erforderlichen Feldamperewindungen bei Belastung

$$AW_t = AW_{t0} + AW_r + AW_e \quad . \quad . \quad . \quad (290)$$

Die Quermagnetisierung des generierten Gleichstromes bewirkt, wie wir gesehen haben, eine Bürstenverschiebung, die etwa halb so groß ist wie bei einer Gleichstrommaschine.

Man kann zur Verbesserung der Kommutation ebenso wie bei einer Gleichstrommaschine Wendepole verwenden. In diesem Falle werden die Bürsten in die geometrisch neutrale Zone gestellt.

Die erforderlichen Amperewindungen für die Wendepole setzen sich zusammen aus den Amperewindungen zur Aufhebung des Feldes des generierten Gleichstromes, sie sind für jeden Wendepol

$$AW_w' = \frac{1}{2p} \frac{N}{2a} J_g \frac{p_a}{p_a + p_g}$$

und den Amperewindungen AW_w'' zur Erzeugung des kommutierenden Feldes.

Die ersteren sind im Verhältnis $\frac{p_a}{p_a + p_g}$ kleiner als bei einer Gleichstrommaschine, die letzteren sind ebenso groß wie bei einer Gleichstrommaschine, weil das kommutierende Feld dem ganzen Stromvolumen entspricht, und werden ebenso berechnet.¹⁾

Bei Anwendung von Wendepolen wird $AW_r \cong 0$. Zu dem Spannungsabfall im Umformeranker $J_g \sqrt{v} R_a$ addiert sich nun der Spannungsabfall in den Wendepolen $J_g R_w$, und es wird

$$E_w = \frac{1}{\sqrt{2}} [P_g + \Delta P + J_g (\sqrt{v} R_a + R_w)] - J_{wt} x_{s1} \quad . \quad (291)$$

Die erforderlichen Feldamperewindungen der Hauptpole sind nun gleich

$$AW_t = AW_{t0} + AW_e \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (292)$$

Speist der Umformer ein Dreileiternetz, so verteilt man die Wendepole abwechselnd auf die beiden Außenleiter. Wird die Zahl der Wendepole nur gleich der halben Zahl der Hauptpole gemacht, so ist die eine Hälfte der Wicklung eines jeden Wendepoles dem einen und die andere Hälfte dem anderen Außenleiter zuzuteilen.

Das Verhältnis der Rotor- und Statorwindungszahlen bestimmt man wie folgt.

Soll bei Leerlauf und Phasengleichheit im Stator die Gleich-

¹⁾ Siehe E Arnold „Die Gleichstrommaschine“ 2. Aufl., Bd. II, S. 281.

spannung P_g sein, so wird im Stator bei Phasengleichheit und Leerlauf

$$E_1 \simeq P_1$$

und im Rotor ist

$$E_2 = P_2 + J_a x_2.$$

Nun ist

$$P_g = P_w \sqrt{2} - \Delta P$$

und bei Sternschaltung des Rotors

$$\frac{P_w}{2} = P_2 = \frac{P_g + \Delta P}{2\sqrt{2}}.$$

Es wird

$$\frac{w_2}{w_1} = \frac{E_2 f_1 \frac{p_a}{f_2} + p_g}{E_1 f_2 p_g} \simeq \frac{1}{P_1} \left(\frac{P_g + \Delta P}{2\sqrt{2}} + J_a x_2 \right) \frac{f_1 p_a + p_g}{f_2 p_g}.$$

Bei 9 oder 12 Phasen im Rotor ist der Wicklungsfaktor der Rotorwicklung $f_2 \simeq 1$.

Der Ausdruck in der Klammer ist etwa 3—4% größer als P_g und bei einem dreiphasigen Stator ist $f_1 \simeq 0,96$.
 $2\sqrt{2}$

Daher kann man als annähernd genau für Sternschaltung des Rotors schreiben

$$\frac{w_2}{w_1} = \frac{P_g}{2\sqrt{2} P_1} \frac{p_g}{p_a + p_g} \cdot \cdot \cdot \cdot (293)$$

Ist der Stator wie gewöhnlich in Stern geschaltet, so ist die Linienspannung $P_{1l} = P_1 \sqrt{3}$. Es folgt somit

$$P_g = \sqrt{\frac{8}{3}} \frac{w_2}{w_1} \frac{p_g}{p_a + p_g} P_{1l} \cdot \cdot \cdot \cdot (294)$$

Für Ringschaltung im Rotor wird ebenso

$$\frac{w_2}{w_1} = \frac{P_g}{\sqrt{2} P_1} \sin \frac{\pi}{m_2} \frac{p_a + p_g}{p_g} \cdot \cdot \cdot \cdot (295)$$

Spannungsregelung. Die Gleichstromspannung ändert sich mit dem Belastungsstrom nur wenig, insofern in der Asynchronmaschine ein Ohmscher Spannungsabfall des hinzutretenden Wattstromes entsteht, während am Umformer

$$P_g = \sqrt{2} P_w - \Delta P$$

nur sehr wenig von der Belastung abhängt.

Dagegen ist die Spannung mehr abhängig von der Erregung, weil der wattlose Strom sich bei einer Änderung der Erregung sofort ändert. Eine Erhöhung der Erregung erzeugt einen phasen-

verfrühten wattlosen Strom, der eine Spannungserhöhung zur Folge hat, und eine Verkleinerung der Erregung einen verzögerten Strom, der die Spannung erniedrigt. Bei Straßenbahnbetrieb wird man aufkompoundierende Windungen und beim Parallelbetrieb mit einer Pufferbatterie Gegenkompoundwindungen auf die Magnete bringen.

Die Spannungsänderung durch den wattlosen Strom ist

$$\Delta J_{1wl}(x_1 + x_2'),$$

wenn ΔJ_{1wl} die Änderung des wattlosen Stromes des Stators ist.

Der für diese Spannungsänderung erforderliche wattlose Strom ΔJ_{1wl} ist beim Kaskadenumformer kleiner als beim Einankerumformer, weil die Reaktanz der Asynchronmaschine größer ist als die des Transformators.

Andrerseits wird man mit Rücksicht auf die Überlastungsfähigkeit die Reaktanz nicht zu groß machen. Nehmen wir an, daß die Reaktanzspannung des Wattstromes 20 % der Primärspannung beträgt,

$$J_{1w}(x_1 + x_2') = 0,2 P_1,$$

so wird für 10 % Spannungsänderung

$$\Delta J_{1wl}(x_1 + x_2') = 0,1 P_1$$

und daher

$$\Delta J_{1wl} = 0,5 J_{1w}.$$

Die Änderung des wattlosen Stromes beträgt 50 % vom Wattstrom. Diesen wird man so verteilen, daß man etwa bei Halblast keinen wattlosen Strom und bei Leerlauf und Vollast je 25 % wattlosen Strom hat.

Soll ein Kaskadenumformer für zwei verschiedene Spannungen verwendet werden, etwa abwechselnd für ein Bahnnetz von 550 bis 600 Volt und für ein Lichtnetz von 440 bis 480 Volt, so kann man dies dadurch erreichen, daß man eine oder einige Spulen der Statorwicklung zu- oder abschaltet, wodurch man das Übersetzungsverhältnis der Asynchronmaschine und damit die Gleichstromspannung ändert.

Durch das Ab- und Zuschalten der Spulen ändert sich die synchronisierende Kraft des Umformers, und dadurch vergrößert sich das Gebiet, bei dem Resonanz auftreten kann. In Fällen, bei denen Pendeln zu befürchten ist, wird man daher diese Methode nicht verwenden.

Man verwendet dann eine synchrone Zusatzmaschine, die in die Verbindungsleitungen des Rotors und der Gleichstrommaschine geschaltet wird. Der Anker dieser Synchronmaschine ist auf die

Umformerwelle aufgekeilt und das Feld, das ebensoviel Pole wie die Gleichstrommaschine hat, steht still.

Diese Zusatzmaschine braucht nur für die Hälfte der Spannungsänderung bemessen zu sein und wird so erregt, daß ihre Spannung sich bei Leerlauf von der Rotorspannung subtrahiert und bei Belastung zu ihr addiert.

Eine andere Art der Spannungsänderung kann dadurch erreicht werden, daß man die Form der Feldkurve der Gleichstrommaschine durch eine geeignete Kompensationswicklung verändert. Durch die Änderung der Feldform wird das Verhältnis der Gleichspannung zur Wechselspannung des Umformers geändert. Diese Methode hat aber den Nachteil, daß dadurch größere Oberströme erzeugt werden.

Die Berechnung der charakteristischen Kurven des Kaskadenumformers ist entsprechend der bei einem Einankerumformer (siehe Wechselstromtechnik Bd. IV Abschn. 150 bis 152). Sie wird daher hier nicht durchgeführt, und es sollen vielmehr die charakteristischen Kurven, die an einem ausgeführten Umformer aufgenommen sind, im folgenden besprochen werden.

115. Beispiele ausgeführter Kaskadenumformer.

Der Kaskadenumformer hat in den letzten Jahren, namentlich in England, vorzugsweise für Bahnbetrieb viel Anwendung gefunden und den Einankerumformer verdrängt. Kaskadenumformer sind von Bruce Peebles & Co., Edinburgh in Einheiten von 50 bis 2000 KW Leistung und insgesamt bis jetzt für eine Leistung von etwa 50000 KW ausgeführt worden. Die Corporation of Manchester allein hat für Licht- und Straßenbahnbetrieb 34 Umformer mit einer Gesamtleistung von etwa 15000 KW im Betrieb.

Auf dem Kontinent haben Brown, Boveri & Co., die Siemens-Schuckert-Werke, Kolben & Co., Prag und die Comp. Générale Electrique, Nancy, mehrfach Kaskadenumformer gebaut.

500 KW-Kaskadenumformer der Siemens-Schuckert-Werke, Berlin. (Tafel X.)

Der Umformer dient zum Betrieb der elektrischen Straßenbahn der Stadt Erfurt und ist für folgende Verhältnisse gebaut:

Primär: Dreiphasenstrom, 3000 Volt, 50 Perioden.

Sekundär: Gleichstrom, 450 bis 500 Volt, 1110/1000 Amp.

Leistung 500 KW. Tourenzahl 500 i. d. Min.

Der Umformer hat folgende Abmessungen:

Induktionsmaschine.

6 Pole.

Eisenabmessungen:

Stator: Äußerer Durchmesser	1400 mm
Bohrung	1002 „
Länge einschl. Luftschlitze	390 „
4 Luftschlitze zu 10 mm	
Rotor: Äußerer Durchmesser	998 „
Innerer Durchmesser	700 „
Gesamtlänge	390 „
Luftspalt einseitig	2 „

Wicklung:

Stator: Dreiphasen-Sternschaltung	
In einer Phase 114 Windungen in Serie	
5 Nuten pro Pol und Phase	
Nutenzahl 90, Nut $19 \times 50,5$ mm	
Halbgeschlossen, Nutenöffnung 4,5 mm	
Pro Pol und Phase 4 Nuten mit 8 Stäben	
1 Nute mit 6 Stäben	
Stab $5,5 \times 13,5$ isoliert (Preßseil)	
Kupfergewicht etwa 360 kg	
Rotor: 12 Phasen, Sternschaltung	
In jeder Phase $23\frac{1}{2}$ Windungen in Serie	
Nutenzahl 144, Nut $12 \times 35,5$ mm	
In jeder Nut 4 Stäbe. 12 tote Stäbe	
Stab nackt $3,5 \times 13$ mm	
isoliert $5,5 \times 15$ mm	
Kupfergewicht etwa 260 kg.	

Gleichstrommaschine.

6 Pole.

Eisenabmessungen:

Ankerdurchmesser außen	840 mm
Ankerdurchmesser innen	500 „
Ankerlänge einschl. Luftschlitze	400 „
Zahl der Luftschlitze zu 10 mm	6
Querschnitt der Hauptpole	964 cm ²
Querschnitt des Joches (Stahlguß)	580 „
Bohrung der Hauptpole	850 mm
Bohrung der Wendepole	864 „
Polbogen = $\frac{2}{3}$ der Polteilung.	

Wicklung:

Schleifenwicklung, 12phasig	
Stabzahl	576

Nutenzahl 96, Nut $40 \times 10,2$ mm	
In einer Nut 6 Stäbe, nackt $15 \times 2,4$ mm	
Kupfergewicht etwa	182 kg
Kommutator:	
Durchmesser	600 mm
Schleiflänge	380 "
Lamellenzahl	288
Bürsten: 6 Stifte. Auf einem Stift	350 Amp.
Nebenschlußwicklung der Hauptpole:	
In jeder Spule 1120 Windungen	
Drahtdurchmesser $2,4/2,8$ mm	
Kupfergewicht	410 kg
Wendepolwicklung:	
Auf jedem Pol 6,5 Windungen	
Kupferband 45×4 mm, 3 parallel	
Kupfergewicht	185 kg
Die Hauptpole sind mit einer Dämpferwicklung versehen.	

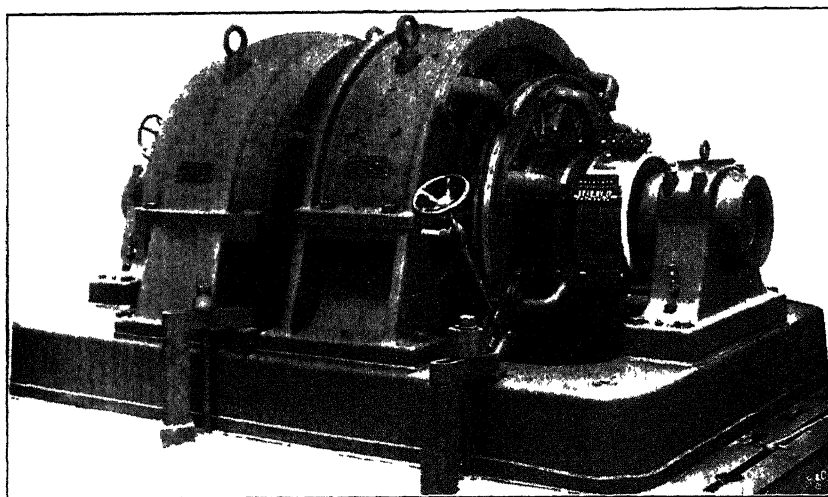


Fig. 291. 500 KW-Kaskadenumformer der Siemens-Schuckert-Werke
(s. auch Tafel X).

Ein Längsschnitt durch den Umformer ist auf Tafel X dargestellt. Es sind nur zwei Lager vorhanden, damit die Verbindungen zwischen beiden rotierenden Wicklungen bequem ausgeführt werden können. Wie auf der rechten Seite der Abbildung ersichtlich ist, sind für den Anlauf drei Schleifringe mit Kurzschlußvorrichtung vorgesehen. Der Kommutator besteht aus zwei Teilen,

deren Lamellen durch schmale Kupferstreifen miteinander verbunden sind, so daß durch die zwischen diesen Streifen entstehenden Luftzwischenräume eine Lüftung des Kommutators stattfindet. Ein Gesamtbild des Umformers gibt Fig. 291.

Versuchsergebnisse nach Messungen der Siemens-Schuckert-Werke.

1. Widerstände.

a) Induktionsmaschine.

Widerstand einer Phase des Stators = 0,142 Ohm

„ „ „ „ Rotors = 0,0215 „

b) Gleichstrommaschine.

Widerstand der Ankerwicklung = 0,00775 Ohm

„ „ Magnetwicklung = 39,1 „

„ „ Wendepolwicklung = 0,00138 „

2. Dauerversuch mit normaler Belastung (s. S. 562).

Gleichstrom . . 500 Volt, 1000 Amp., 500 KW

Dreiphasenstrom 3000 „ $\cos \varphi = 1$.

Der Umformer lief dabei funkenfrei.

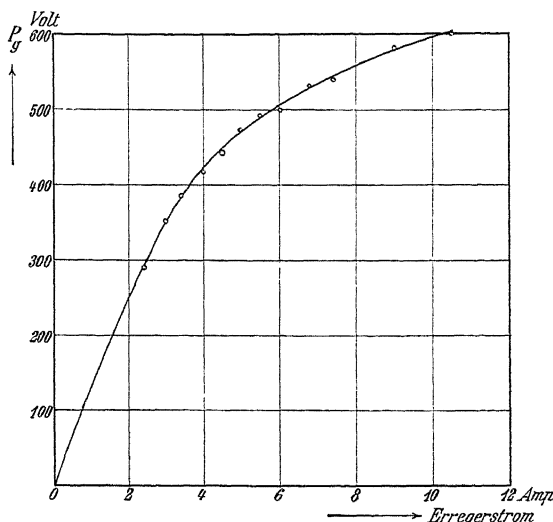


Fig. 292. Leerlaufcharakteristik.

3. Arbeitskurven. Die verschiedenen, die Arbeitsweise des Umformers charakterisierenden Kurven sind in den Fig. 292—298 dargestellt.

Aus der äußeren Charakteristik (Fig. 293) ist ersichtlich, daß die Gleichstromspannung bei konstanter Erregung zwischen Leerlauf und Vollast um 50 Volt fällt. Soll die Spannung konstant

Dauerversuch.

Zeit	Gleichstrom					Drehphasenstrom					Temperaturen						
	Ankerspannung	Ankerstrom	Leistung	Erregerstrom	Erregerspannung	Schenkelwiderstand	Umschaltzahl	Volt	Amp.	Leistung	cos φ	Wirkungsgrad. Ohne Erregung	Schenkelwicklung mit Thermometer	Statorwicklung mit Thermometer	Luft		
1030	—	—	—	11,2	440	39,3	—	2920	—	—	—	—	16,2	16,8	13,8		
1130	494	970	478	8,0	—	—	502	2900	101,5	524	—	91,6	41,0	39,2	15,0		
1200 ¹⁾	488	996	481	7,9	—	—	492	2900	104,0	528	—	91,0	44,3	45,0	15,2		
100	489	1040	508	8,2	—	—	500	2900	110,0	556	—	91,7	49,0	51,0	16,2		
130	490	1040	510	8,1	—	—	502	2910	110,0	560	—	91,0	51,8	54,5	16,8		
215	485	1004	488	7,96	357	44,8	497	2850	106,5	534	—	91,3	53,8	57,8	17,2		
230	490	980	480	8,36	376	45,0	496	2880	106,5	529	—	90,8	55,0	60,0	17,3		
300	483	1050	508	8,24	381	46,2	498	2870	112,0	558	—	90,8	57,0	63,0	17,8		
330	503	1000	503	8,32	379	45,6	492	3020	105,0	554	—	90,8	59,0	62,2	18,0		
400	498	1050	523	8,30	383	46,1	500	2970	109,0	572	—	91,3	59,5	62,1	18,0		
415	499	1010	504	8,24	381	46,3	498	3000	105,5	555	—	90,8	59,8	62,4	18,2		
430	505	1012	512	8,38	385	45,8	505	3050	105,0	560	—	91,3	60,2	62,4	18,2		
445	503	1018	512	8,40	385	45,8	502	3040	105,5	563	—	90,8	60,3	62,4	18,0		
500	509	1004	511	8,42	382	45,4	510	3120	104,0	559	—	91,4	60,3	63,0	18,0		
Nach Abstellen gemessen:																	
Mit Thermometer						Durch						Durch					
(Absoluttemperaturen)						Widerstandszunahme						(Absoluttemperaturen)					
Ankerisen	54° C					40° C					40° C					Widerstandszunahme	
Wicklung	46° C					63,2° C					63,2° C					16,3°/o	
Wendepole	43° C					18,4°/o											
Schenkel	60,3° C																

¹⁾ Von 12¹⁰ Uhr bis 12³⁰ Uhr mit halber Last.

bleiben, so muß der Erregerstrom, wie Fig. 294 zeigt, von 6,7 Amp. auf 8,2 Amp. steigen.

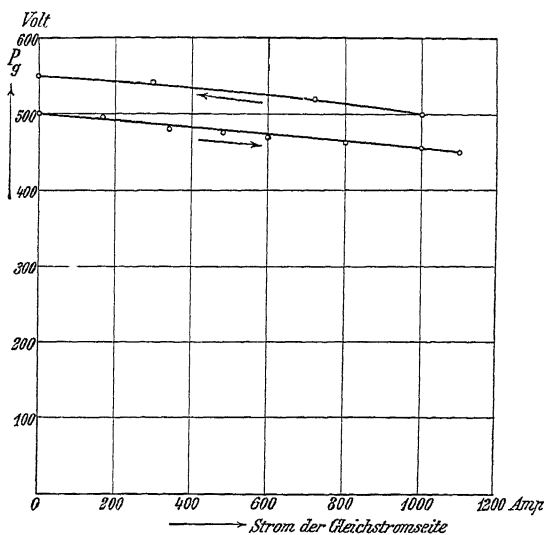


Fig. 293. Äußere Charakteristik.

Durch eine Kompoundierung könnte somit die Klemmenspannung selbsttätig konstant oder mit steigender Belastung ebenfalls steigend gemacht werden.

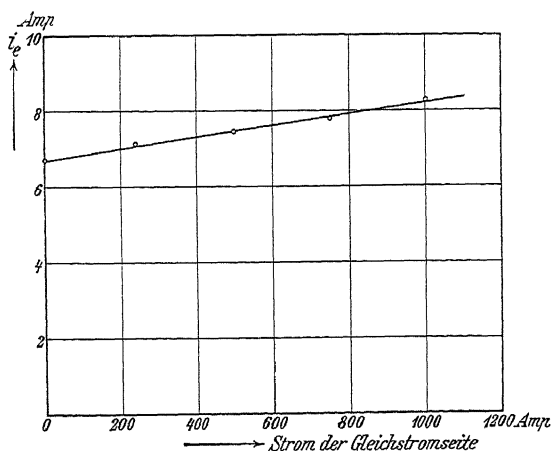


Fig. 294. Regulierungskurve für konstante Gleichstromspannung.

In Fig. 295 ist dargestellt, innerhalb welcher Grenzen die Gleichstromspannung bei konstanter primärer Spannung und kon-

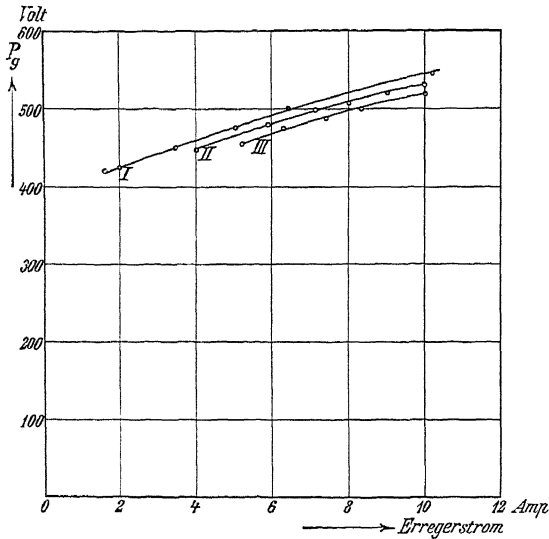


Fig. 295. Regulierungskurven für konstante Belastung und konstante Primärspannung.

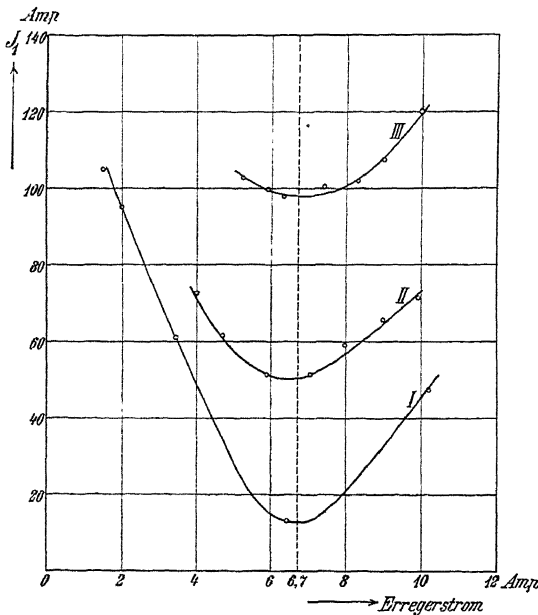


Fig. 296. V-Kurven.

Es entspricht in den Figuren 295 und 296

Kurve I = Leerlauf.

Kurve II = 500 Amp. Gleichstrom.

Kurve III = 1000 Amp. Gleichstrom.

stanter Belastung durch Änderung der Erregung geändert werden kann. Aus den dazu gehörigen V-Kurven (Fig. 296) ist zugleich ersichtlich, wie sich hierbei der primäre Strom ändert. Bei allen

Belastungen der Gleichstromseite erreicht der primäre Strom etwa bei 6,7 Amp. Erregung den kleinsten Wert, und hierbei ist nahezu $\cos \varphi = 1$.

4. Verluste und Wirkungsgrad. Die Trennung der Reibungs- und Eisenverluste ergab die in Fig. 297 eingetragenen Kurven. Die Abhängigkeit des Wirkungsgrades von der Belastung ist in Fig. 298 dargestellt. Er ist hoch und erreicht bei Vollast mit Einrechnung der Verluste für die Erregung 91%.

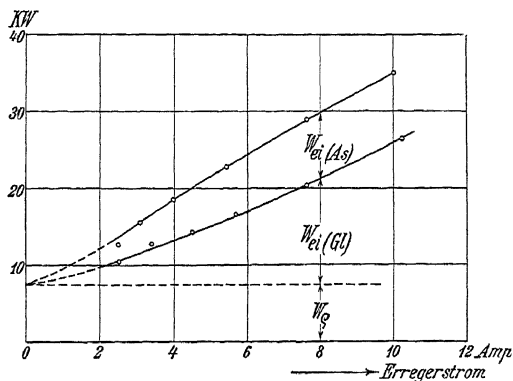


Fig. 297. Trennung der Verluste.

5. Überlastbarkeit. Bei ungefähr 300 Volt Gleichstromspannung (aus Betriebsgründen konnte die Spannung nicht höher gewählt werden) wurde der Umformer mit ungefähr 2100 Ampere belastet, wobei sich an einigen Kohlen geringe Funken zeigten.

6. Verhalten bei Laständerungen. Die volle Belastung wurde plötzlich zu- und abgeschaltet, es zeigte sich weder Bürstenfeuer, noch Störung im Gang. Ebenso konnte die Periodenzahl des zugeführten Dreiphasenstromes um $\pm 6\%$ und die Spannung um $\pm 20\%$ rasch geändert werden, ohne daß Störungen eintraten.

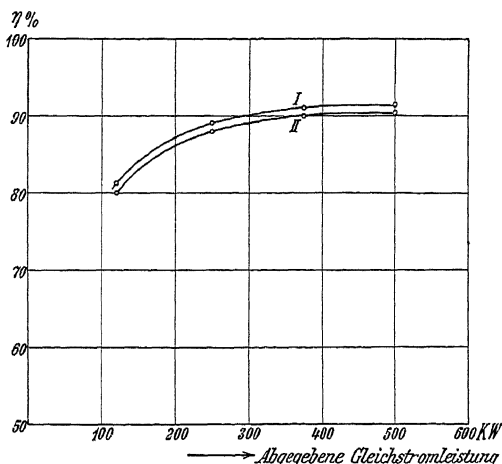


Fig. 298. Wirkungsgrad (I ohne Erregerverluste, II mit Erregerverlusten).

7. Anlassen. Das Anlassen wurde nach zwei Methoden ausgeführt:

- a) Man stellte den Anlaßwiderstand so, daß die Tourenzahl langsam durch den Synchronismus ging, was an einem im Rotorkreis eingeschalteten Amperemeter zu erkennen war. Wenn der Ausschlag am Instrument ein Minimum war, schloß man den Anlasser schnell kurz.

- b) Man konnte, wenn man in der Nähe des Synchronismus war, auch den Anlasser langsam einschalten, wodurch der Umformer auch mit noch vorgeschaltetem Restwiderstand in den Synchronismus hineinlief.

250 KW Kaskadenumformer von Kolben & Co., Prag. Die Firma Kolben & Co. hat für die Stadt Prag zum Straßenbahnbetrieb mehrere Umformer von 250 und 500 KW geliefert.

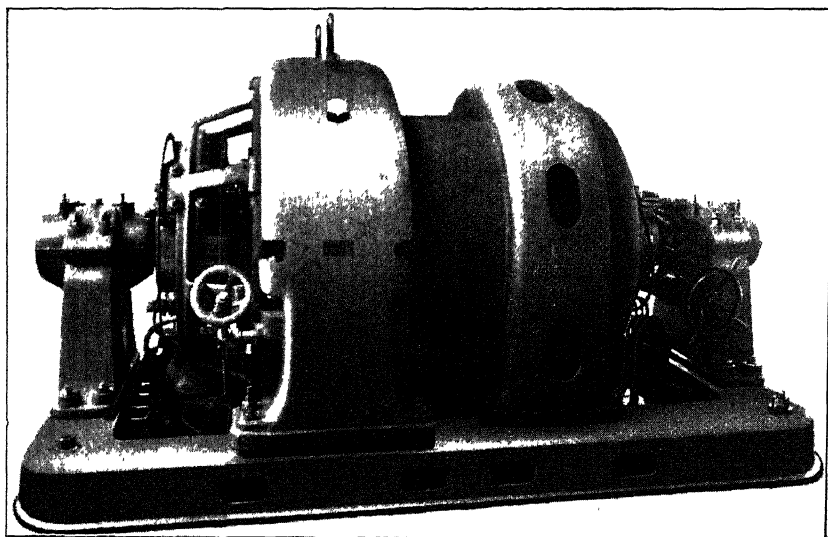


Fig. 299. Kaskadenumformer von Kolben & Co., Prag.

Einer dieser Umformer ist in Fig. 299 dargestellt. Er besitzt ebenfalls nur zwei Lager. Um die Welle zu versteifen, sitzen die beiden Ankerkörper auf einem gemeinsamen gußeisernen Zylinder, der über die Flußstahlwelle geschoben ist. Zum Anlassen von der Wechselstromseite sind drei Schleifringe mit Kurzschlußvorrichtung angebracht. Der Umformer ist mit Wendepolen und einer Dämpferwicklung auf den Polen der Gleichstrommaschine versehen. Er arbeitet auch bei großen Überlastungen funkenfrei. Seine Hauptabmessungen sind folgende:

Primär: Dreiphasenstrom 2850—3000 Volt, 49 Perioden.

Sekundär: Gleichstrom 550 bis 600 Volt, 455 bis 417 Amp.

Tourenzahl 735 i. d. M.

Induktionsmaschine.

4 Pole.

Eisenabmessungen.

Stator: (legiertes Blech. Verlustziffer = 2,6 bis 3,0 Watt/kg)	
Äußerer Durchmesser	1150 mm
Bohrung	724 "
Länge einschl. Luftschlitze . . .	360 "
4 Luftschlitze zu 15 mm	
Rotor: Äußerer Durchmesser	720 "
innerer "	390 "
Länge und Luftschlitze wie im Stator	
Luftspalt einseitig	2 "

Wicklung.

Stator: Dreiphasen-Sternschaltung.	
In jeder Phase 130 Windungen in Serie	
5 Nuten pro Pol und Phase	
Nutenzahl 60, Nut 20×54 mm	
Nutenöffnung 5 mm	
In einer Nut 13 Drähte, ϕ 5,5/6,1 mm	
Kupfergewicht 220 kg	
Rotor: 9 Phasen, Sternschaltung.	
In jeder Phase $31\frac{1}{2}$ Windungen in Serie	
Nutenzahl 96, Nut 13×41 mm	
Nutenöffnung 5 mm	
In einer Nut 6 Stäbe, $2,3 \times 14$ mm nackt,	
$3,0 \times 14,7$ mm isoliert. 9 tote Stäbe	
Kupfergewicht 220 kg.	

Gleichstrommaschine.

4 Pole.

Eisenabmessungen. (Legiertes Blech. Verlustziffer 2,6 bis 3,0 Watt/kg)

Ankerdurchmesser außen	720 mm
" innen	315 "
Ankerlänge einschl. Luftschlitze .	315 "
3 Luftschlitze zu 15 mm	
Feldmagnet (Stahlguß)	

$$\text{Querschnitt der Hauptpole} = \frac{\pi}{4} 30^2 = 705 \text{ cm}^2$$

" des Jöches	450 "
Polbogen = $\frac{2}{3}$ Polteilung	380 mm
Bohrung der Hauptpole	734 "

	Polfläche der Wendepole	$6 \times 20 = 120 \text{ cm}^2$
	Querschnitt der „	$40 \times 200 \text{ mm}$
	Bohrung der „	. . . 732 mm
Wicklung:	Schleifenwicklung, 9phasig	
	Stabzahl	576
	Nutenzahl	96
	Nut $11 \times 36 \text{ mm}$, halbgeschlossen	
	Nutenöffnung	5 mm
	In einer Nut 6 Stäbe, $2 \times 13 \text{ mm}$ nackt, $2,6 \times 13,6 \text{ mm}$ isoliert	
	9 Ausgleichringe von 40 mm^2 Querschnitt (verbunden mit den Rotorphasen) und 9 Ausgleich- ringe von 10 mm^2 Querschnitt, somit jede 8te Lamelle ange- schlossen.	

Kommutator:

Durchmesser	470 mm
Schleiflänge	280 „
Lamellenzahl	288

Bürsten:

4 Stifte zu 8 Bürsten von $16 \times 30 \text{ mm}$,
Le Carbone Qualität L. P.

Dämpferwicklung:

In jedem Polschuh 9 Löcher von 21 mm
Durchmesser für 1 Stab von 20 mm
Durchmesser.

Zwei Kurzschlußringe von 700 mm^2 Querschnitt.
Gewicht 66 kg.

Nebenschlußwicklung der Hauptpole:

Für eine Spule 3600 Windungen
Draht $1,6/1,95 \text{ mm } \phi$ 335 kg

Wendepolwicklung:

Für einen Pol 22 Windungen (für 445 Amp.)
Kupferband $3 \times 90 \text{ mm}$ 135 kg.

Der Wirkungsgrad dieser Umformer bei normaler Belastung beträgt 87%.

Überlastbarkeit: Der Umformer läuft bis 330 KW ganz funkenfrei. Darüber hinaus zeigen sich ganz kleine Funkenperlen unter einigen Kohlen.

Temperaturerhöhung: Nach einem Dauerversuch von 10 Stunden mit 192 bis 234 KW 550—520 Volt Gleichstrom und

primär 2800 Volt bei 49 Perioden ergaben sich bei einer Raumtemperatur von 22°C folgende Temperaturerhöhungen nach Thermometermessung:

Gleichstromseite:	Temperaturerhöhung.
Ankerwicklung	17 $^{\circ}\text{C}$
Ankerzähne	22 "
Kommutator	21 "
Feldwicklung	16,5 "
Wendepole	16 "
Lager	32 "
Wechselstromseite:	
Statoreisen	24,5 "
Statorkupfer	13 "
Rotorkupfer	14 "
Lager	29 "

900 KW-Kaskadenumformer von Brown, Boveri & Co. (Fig. 300).

Außer einigen Umformern von 100 und 250 KW Leistung hat die A.-G. Brown, Boveri & Co. in letzter Zeit zwei interessante Umformer für die Chemische Fabrik Ammendorf in Sachsen für folgende Verhältnisse ausgeführt:

Primär: Dreiphasenstrom 500 bis 525 Volt, 50 Perioden.

Sekundär: Gleichstrom 160 bis 175 Volt, 5600 bis 5150 Amp.
Tourenzahl 214.

Die Induktionsmaschine hat 12, die Gleichstrommaschine 16 Pole.

Da der Umformer für ununterbrochenen Tag- und Nachtbetrieb bestimmt ist und zeitweise bedeutende Überlastungen ertragen muß, ist er, insbesondere auch im Kommutator, reichlich bemessen.

Die Gleichstrommaschine ist mit Wendepolen und Dämpferwicklung auf den Hauptpolen versehen. Sie kommutiert vollkommen funkenfrei. Das Anlassen erfolgt mit einem zweistufigen dreiphasigen Widerstand. Ein dreipoliger Umschalter, mit dem die zwei Stufen des Anlaßwiderstandes nacheinander kurzgeschlossen werden, genügt in diesem Falle neben einem Regulierwiderstand zur Erregung der Gleichstrommaschine zum Synchronisieren des Umformers. Nachdem Synchronismus erreicht ist, wird der Kurzschließer der Rotorwicklung eingerückt.

1500 KW-Kaskadenumformer von Bruce, Peebles & Co., Edinburgh. Der in Fig. 301 veranschaulichte Umformer ist für die Stadt Manchester in drei Einheiten im Betrieb. Er ist für folgende Verhältnisse gebaut:

Primär: Dreiphasenstrom 6500 Volt, 50 Perioden, Polzahl 10.

Sekundär: 420 bis 500 Volt, 3560 bis 3000 Amp., Polzahl 10.

Umdrehungszahl 300.

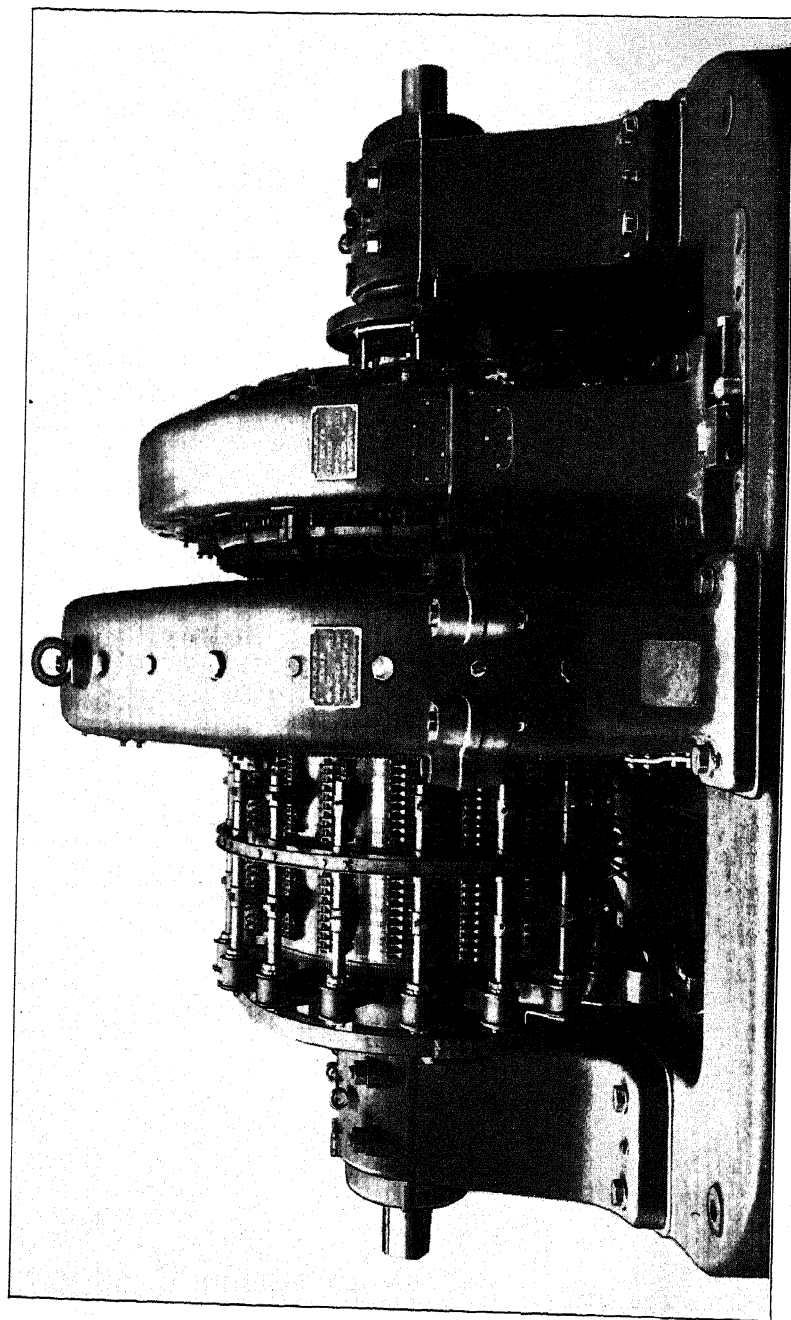


Fig. 300. 900 KW-Kaskadenumformer von Brown, Boveri & Co.

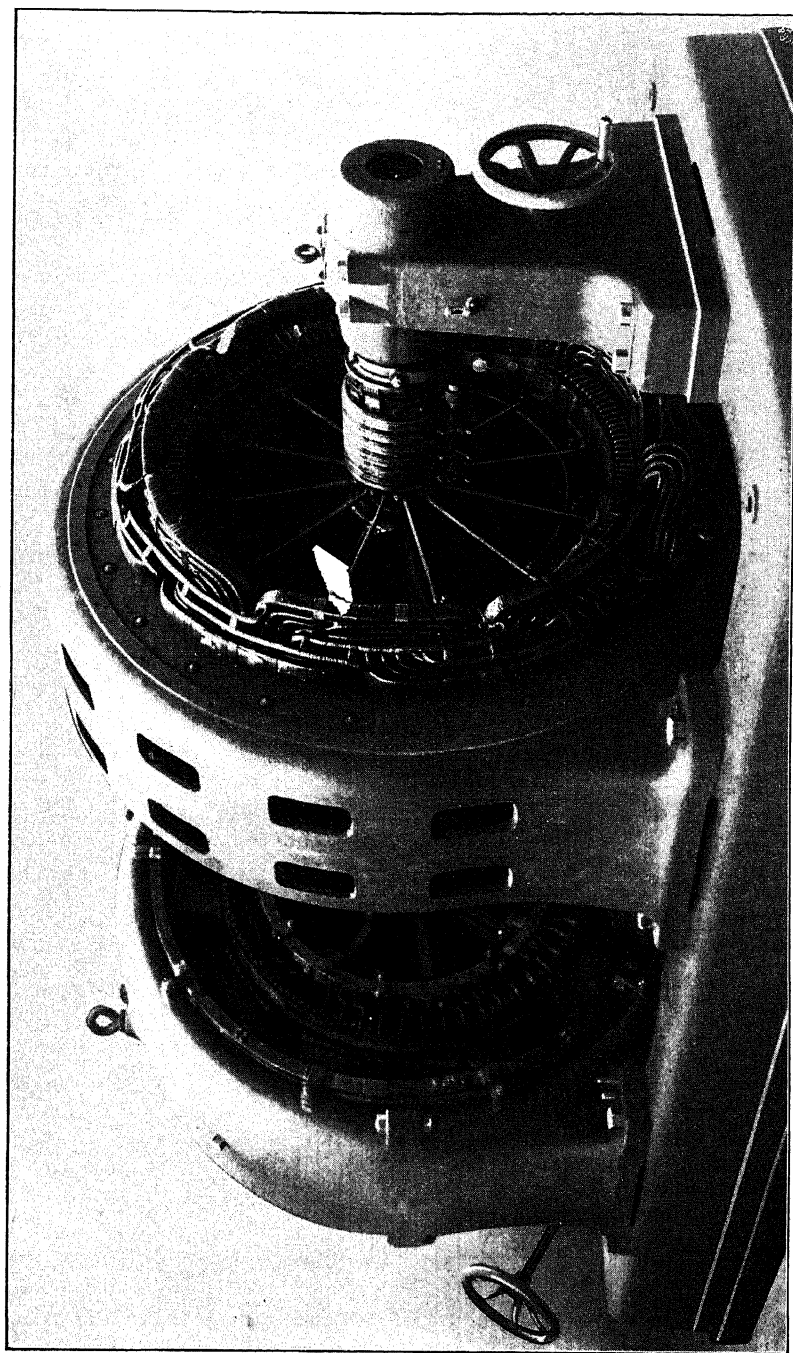


Fig. 301. 1500 KW-Kaskadenumformer von Bruce, Peebles & Co.

Der Umformer muß dauernd mit 25% Überlast arbeiten können. Er wird mit 420 Volt an ein Dreileiterlichtnetz angeschlossen, wobei der Mittelleiter am neutralen Punkt des Rotors liegt. Mit 500 Volt arbeitet er für den Betrieb der Straßenbahn.

Die Endschilde, welche die Wicklungen bedecken, sind in Fig. 301 nicht aufgesetzt. Zum Anlassen werden 6 Rotorphasen benutzt. Es sind deshalb 6 Schleifringe mit Kurzschlußvorrichtung vorhanden.

Dieser Umformer hat zwischen der Asynchronmaschine und der Gleichstrommaschine ein drittes Lager. Die Leiter, die beide Maschine verbinden, sind durch den hohlen Zapfen dieses Lagers geführt.

Dreiundzwanzigstes Kapitel.

Einige weitere Anwendungen der Induktionsmaschine.

116. Doppeltgespeiste Induktionsmaschine. — 117. Erweiterte Kaskadenschaltungen.

116. Doppeltgespeiste Induktionsmaschine.

Sind Stator und Rotor einer Induktionsmaschine je an ein Netz von verschiedener Periodenzahl angeschlossen, so kann, wie auf Seite 520 gezeigt ist, eine Energieübertragung von einem Netz in das andere nur dann zustande kommen, wenn die Differenz der elektrischen Leistungen des Stators und Rotors mechanisch vom Rotor abgegeben (bzw. ihm zugeführt) wird, wie dies bei der Kaskadenschaltung der Induktionsmaschine mit einer Synchronmaschine (Kap. XXI) der Fall ist.

Entnimmt man dem Rotor eine mechanische Leistung oder führt sie ihm zu, die der Summe der elektrischen Leistungen des Stators und Rotors entspricht, so arbeiten beide Netze parallel auf die Induktionsmaschine als Motor, oder umgekehrt die Induktionsmaschine arbeitet auf beide Netze als Generator, beide Netze sind durch diesen Generator parallel geschaltet. Wir nennen eine solche Maschine eine doppeltgespeiste Induktionsmaschine.

Damit eine Drehmomentwirkung zustande kommt, müssen die MMKe des Stators und Rotors relativ zueinander still stehen.

Sind c_1 und c_2 die Periodenzahlen der Netze, an die der Stator bzw. der Rotor angeschlossen sind, so ist diese Bedingung erfüllt, wenn die Umdrehungszahl des Rotors

$$n = \frac{60(c_1 \mp c_2)}{p} \dots \dots \dots (296)$$

ist.

Das obere — Vorzeichen gilt für den Fall, daß das Drehfeld des Rotors sich relativ zur Rotorwicklung in demselben Sinne dreht wie das Drehfeld des Stators relativ zur Statorwicklung, das untere + Vorzeichen für die entgegengesetzte Drehrichtung.

Die Maschine arbeitet daher als synchroner Motor oder Generator mit einer der Differenz oder Summe beider Periodenzahlen entsprechenden Umdrehungszahl.

Das gemeinschaftliche Grundfeld wird von Stator und Rotorströmen zusammen erzeugt, wenn die Klemmenspannungen der beiden Netze sich wie

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{w_1 f_1 c_1}{w_2 f_2 c_2}$$

verhalten.

Sind die (auf primär reduzierten) Konstanten von Stator- und Rotorwicklung gleich groß, so werden auch die Anteile der MM-Kräfte der Stator und Rotorwicklung gleich groß sein.

Bei Leerlauf sind die von Stator und Rotor erzeugten Felder in Phase und je gleich dem halben resultierenden Feld.

Wird die Maschine belastet, so müssen die MMKe des Stators und Rotors sich stets bis auf die MMKe des resultierenden Grundfeldes aufheben, d. h. die MMKe des Belastungsstromes in Stator und Rotor sind genau gleich groß.

Regelbarer doppeltgespeister Motor von Siemens & Halske (Fig. 302). Verwendet man, wie im D.R.P. 109208 vom 18. Nov. 1898 der A.-G. Siemens & Halske beschrieben ist, zur Speisung der

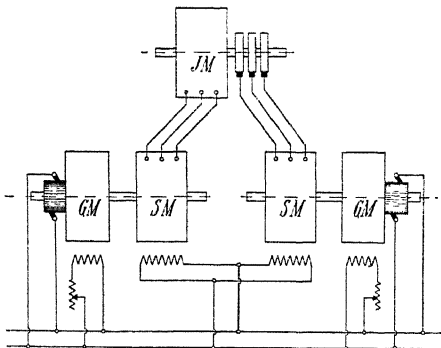


Fig. 302. Regelbarer doppeltgespeister Motor von Siemens & Halske.

Induktionsmaschine zwei Generatoren, deren Umdrehungszahl veränderlich ist, und von denen die eine den Stator und die andere den Rotor speist, so läßt sich die Tourenzahl des Induktionsmotors regulieren.

Der Motor *JM* steht still, wenn die beiden Synchronmaschinen *SM* gleich schnell laufen, und kann sich auf jede beliebige Tourenzahl einstellen, die

durch die Differenz der Antriebsgeschwindigkeiten der Synchronmaschinen bedingt ist.

Es ist dabei angenommen, daß primär Gleichstrom zur Ver-

fügung steht und die beiden Synchrongeneratoren von Gleichstrommotoren *GM* angetrieben werden. Das System soll hauptsächlich zur Bewegung des Steuerruders von Schiffen dienen. Steht hierbei das Steuer nicht in seiner Mittellage, und versucht also bei der Vorwärtsbewegung des Schiffes der Wasserdruck das Steuer zu drehen, so müssen die beiden Synchrongeneratoren etwas verschiedene Tourenzahlen haben. Dann werden die von den Stator- und Rotorströmen ausgeübten Zugkräfte jenem Drehmomente das Gleichgewicht halten. Hat man primär Dreiphasenstrom, so wird er dem Stator direkt zugeführt, während der Rotor über einen Periodenumformer gespeist wird.

Doppeltgespeister Motor von Kloß und von Grob und Doppelfeld-generator von Ziehl. Ein Spezialfall ergibt sich, wenn die Periodenzahlen c_1 und c_2 gleich groß sind. In diesem Falle kann man sowohl Stator als auch Rotor an dasselbe Netz parallel schalten. Die Tourenzahl der Maschine wird dann

$$0 \text{ oder } 60 \frac{2c}{p}.$$

Es ist also nur die Schaltung möglich, bei der das Rotorfeld sich zur Rotorwicklung umgekehrt dreht wie das Statorfeld zur Statorwicklung, und der Rotor läuft mit doppeltsynchroner Umdrehungszahl. Die direkte Parallelschaltung ist nur möglich, wenn Stator und Rotor dieselbe Windungszahl haben, sonst ist die Spannung für den Rotor zu transformieren.

M. Kloß verwendet diese Schaltung nach D.R.P. 109986 (1899) zum Bau eines Motors mit 2 Geschwindigkeitsstufen, die sich wie 1:2 verhalten, indem er den Motor als Induktionsmaschine mit kurzgeschlossenem Rotor und als doppeltgespeiste Maschine laufen läßt. Der Nachteil eines solchen Motors ist der, daß er nicht von selbst auf die obere Geschwindigkeitsstufe laufen kann.

Grob hat (ETZ 1901, S. 211) unabhängig von M. Kloß diese Schaltung beschrieben, und E. Ziehl hat (ETZ 1905, S. 617) auf die Vorzüge einer solchen Maschine als Generator hingewiesen, den er als Doppelfeldgenerator bezeichnet.

Gegenüber einem Induktionsmotor oder -Generator ist der wichtigste Vorzug dieser Maschine, daß bei gleichem Rotor- und Statorstrom die Leistung doppelt so groß ist wie bei der Induktionsmaschine.

Abgesehen von den größeren Verlusten im Rotoreisen, die aber bei der höheren Umlaufzahl keine entsprechende Temperaturerhöhung ergeben, ist bei gleicher Erwärmung die Leistung doppelt so groß wie für die gleiche Maschine bei kurzgeschlossenem Rotor.

Das Verhältnis des zur Erregung aufgenommenen wattlosen Stromes zum Wattstrom ist halb so groß, die Phasenverschiebung kleiner.

Ein weiterer Vorzug dieser doppeltsynchron laufenden Maschinen ist der, daß bei gegebener Periodenzahl die Zahl der möglichen Umdrehungszahlen der Antriebsmotoren größer ist.

Für eine gewöhnliche Synchron- oder Asynchronmaschine sind bei 50 Per./Sek. folgende Umdrehungszahlen möglich:

$$n = 3000 \quad 1500 \quad 1000 \quad 750 \quad 600 \quad 500 \quad 428 \text{ usw.},$$

bei der doppeltgespeisten Maschine dagegen

$$n = 6000 \quad 3000 \quad 2000 \quad 1500 \quad 1200 \quad 1000 \quad 856 \quad 750 \quad 666 \quad 600 \text{ usw.}$$

und diese größere Mannigfaltigkeit kann für Turbogeneratoren von Wichtigkeit sein.

Da Stator und Rotor dieselbe Spannung und Leistung haben, können wir die gleiche Wicklung und daher die gleichen Konstanten für beide Wicklungen voraussetzen.

Die EMKe des Stators und Rotors sind in jedem Augenblick entgegengesetzt gerichtet, weil das resultierende Drehfeld gegenüber der Rotorwicklung in umgekehrtem Sinne rotiert wie gegenüber der Statorwicklung.

Zwischen dem Vektor der EMK E_1 und dem Vektor der Klemmenspannung P besteht bei einem bestimmten Strom J_1 des Stators eine Phasenverschiebung Θ_1 , und es ist

$$\sin \Theta_1 = \frac{J_1 x_1 \cos \psi_1 - J_1 r_1 \sin \psi_1}{P}.$$

Die Winkel Θ_1 sind für Stator- und Rotorwicklung gleich groß, aber entgegengesetzt gerichtet, und daher sind die EMKe, d. h. die Stator- und Rotorwicklung selbst, räumlich um den Winkel $2 \Theta_1$ gegeneinander verschoben.

Die EMKe sind gleich groß, und bei gleichem Widerstand und gleicher Reaktanz der Wicklung werden daher die Ströme und Phasenwinkel ψ bzw. φ gleich groß.

Die gesamte auf die Maschine übertragene Leistung ist

$$2 E_1 J_1 \cos \psi_1,$$

wenn J_1 der Strom des Stators ist.

Bei einer gewöhnlichen Synchronmaschine kann die räumliche Verschiebung zwischen Magnetpolen und induzierter Wicklung etwas weniger als 90° betragen, ehe die Maschine aus dem Tritt fällt. Bei der doppelt gespeisten Maschine bleibt, wenn die Wicklungen bei Belastung sich gegeneinander verschieben, das resultierende

Feld in der Mitte zwischen den es erzeugenden Spulen. Die Verschiebung zwischen den Wicklungen kann also hier ungefähr 180° betragen, ehe die Maschine außer Tritt fällt. Da die doppeltgespeiste Maschine sich nicht selbst erregen kann, kann sie als Generator nur parallel mit gewöhnlichen Synchrongeneratoren arbeiten.

Der Ersatzstromkreis dieser Maschine ist in Fig. 303 dargestellt.

Die Impedanz Z der Wicklung, die aus den parallel geschalteten Impedanzen der Stator- und Rotorwicklung resultiert, ist halb so groß wie die Impedanz jeder Wicklung, und daher etwa gleich $\frac{1}{4}$ der Kurzschlußimpedanz derselben Maschine bei kurzgeschlossenem Rotor, während ebenso groß ist.

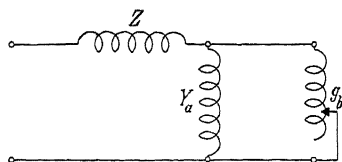


Fig. 303. Ersatzstromkreis einer doppeltgespeisten Maschine.

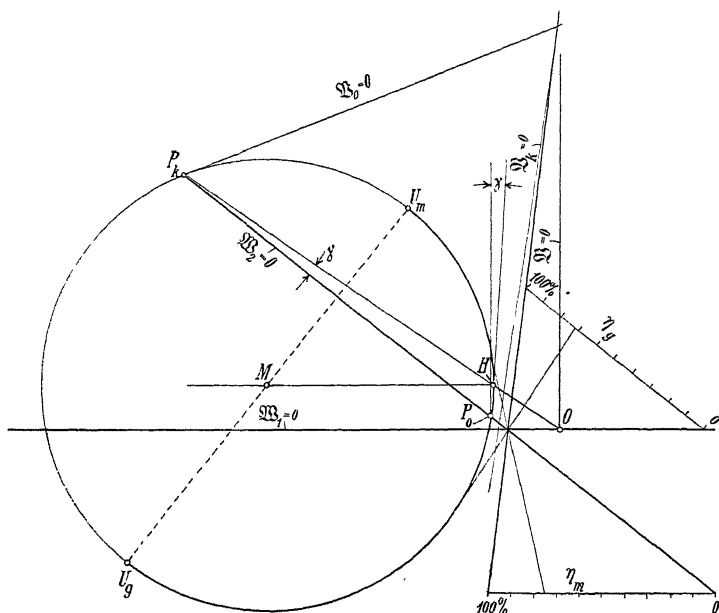


Fig. 304. Stromdiagramm der doppeltgespeisten Maschine.

Der Stromkreis mit der veränderlichen Konduktanz g_b entspricht der Belastung der Maschine. Dieser Ersatzstromkreis ergibt als Stromdiagramm wieder einen Kreis (Fig. 304), dessen Kurzschlußstrom $\overline{OP_k} = \frac{P}{Z}$ etwa viermal so groß und dessen Leerlaufstrom $\overline{OP_0}$ ebenso

groß ist wie der betreffende Strom derselben Maschine bei kurzgeschlossenem Rotor.

Der Mittelpunkt M dieses Kreises liegt auf einer Horizontalen \overline{MH} , die den Kreis in demselben Punkt H schneidet wie der Vektor des Kurzschlußstromes $\overline{OP_k^1}$, und hieraus folgt, daß die Vertikale im Leerlaufpunkt P_0 mit der Verbindungslinie $\overline{P_0H}$ denselben Winkel γ bildet wie die Strahlen $\overline{OP_k}$ und $\overline{P_0P_k}$ unter sich.

Hiermit ist der Mittelpunkt des Kreises bestimmt.

Die Gerade $\overline{P_kP_0}$ ist die Linie der mechanischen Leistung, $\mathfrak{B}_2=0$, und die Punkte U_m und U_g bestimmen die Stabilitätsgrenze der Maschine als Motor bzw. Generator. Der Bogen $\overline{P_0U_m}$ entspricht dem Arbeitsgebiet als Motor, der Bogen $\overline{P_0U_g}$ dem Arbeitsgebiet als Generator.

Durch die Halbpolare des Punktes O in bezug auf den Kreis, die die Gerade der Stromwärmeverluste $\mathfrak{B}_k=0$ ist, und durch die Tangente in P_k , die die Gerade der Leerlaufverluste $\mathfrak{B}_0=0$ ist, sind die Linie der Gesamtverluste $\mathfrak{B}=0$ und die Wirkungsgradlinien für den Betrieb als Motor und als Generator in bekannter Weise bestimmt.

Da der Kurzschlußstrom der doppeltgespeisten Maschine etwa viermal so groß, der Leerlaufstrom ebenso groß ist wie bei der Induktionsmaschine mit kurzgeschlossenem Rotor, so ist die maximale Leistung annähernd viermal so groß, das maximale Drehmoment doppelt so groß. Anstatt die Wicklungen parallel zu schalten, kann man sie auch in Reihe schalten, wobei die Spannung zu verdoppeln ist.

Der Ersatzstromkreis (Fig. 303) und das Diagramm (Fig. 304) gelten auch für den allgemeineren Fall, daß die Maschine an zwei Netze von verschiedener Periodenzahl angeschlossen wird. In diesem Falle reduziert man alle Größen des Rotors auf die primäre Windungs- und Periodenzahl, und es ist Z die resultierende Impedanz aus der Parallelschaltung der Stator- und der reduzierten Rotorimpedanz, Y_a die auf gleiche Weise resultierende Admittanz. Man erhält in diesem Falle wieder die Summe der von Stator und Rotor aus beiden Netzen aufgenommenen, bzw. an beide Netze abgegebenen Leistungen.

Die doppeltgespeiste Maschine wird in Betrieb gesetzt, indem man den Rotor auf die volle Umdrehungszahl bringt und dann Stator und Rotor an das Netz anschließt. Nach Angabe von Ziehl²⁾

¹⁾ Der Beweis folgt ohne weiteres aus der Bestimmung des Kreises durch Inversion.

²⁾ ETZ 1905, S. 617.

genügt es, mit dem Tachometer ungefähr die richtige Tourenzahl zu bestimmen. Der Rotor wird dann schnell in die richtige Lage gegenüber der Statorwicklung gezogen. Um beim Einschalten zu große Stromstöße zu vermeiden, schaltet man am besten eine Drosselspule vor, die nach dem Einschalten kurzgeschlossen wird.

117. Erweiterte Kaskadenschaltung.

Wie wir gesehen haben, ergibt sich bei Speisung des Stators und Rotors einer Induktionsmaschine eine neue Tourenstufe, bei der die Maschine stabil läuft. Daher ist mehrfach versucht worden, dieses Prinzip mit der Kaskadenschaltung zu vereinigen, um eine größere Regulierfähigkeit der Induktionsmaschine zu erhalten.

Kaskadenschaltung der Felten & Guillaume-Lahmeyerwerke.

Nach einem Vorschlag von Jonas¹⁾ kann man ein Aggregat, das aus zwei in Kaskade geschalteten Induktionsmaschinen verschiedener Polzahlen besteht, von zwei Seiten an das Netz anschließen, indem man den zweiten Stator nicht kurzschließt, sondern ebenfalls an das Netz anschließt. Die beiden Rotoren sind in Kaskade geschaltet (s. Fig. 305).

Es seien p_1 und p_2 die Polpaarzahlen der beiden Motoren M_I und M_{II} , n_1 und n_2 die Umdrehungszahlen der Drehfelder.

Nehmen wir an, daß

$$p_1 < p_2$$

und daher

$$n_1 > n_2$$

ist, und daß die Drehfelder im gleichen Sinne rotieren, so werden die Rotoren um so viel langsamer laufen müssen als n_1 und um so viel schneller als n_2 , daß in beiden Rotoren die Periodenzahl c_2 dieselbe ist. Ist n die Umdrehungszahl beider Rotoren, so muß daher

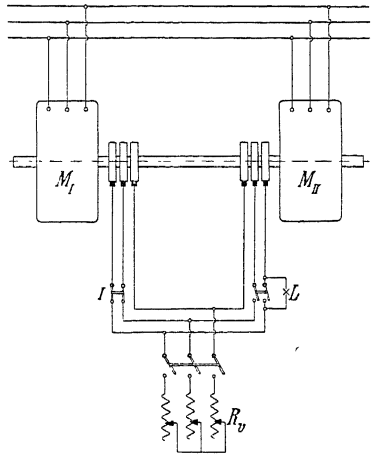


Fig. 305. Kaskadenschaltung der Felten & Guillaume-Lahmeyerwerke.

¹⁾ ETZ 1906, S. 531. D.R.P. 166842 der Felten & Guillaume-Lahmeyerwerke.

$$(n_1 - n) \frac{p_1}{60} = (n - n_2) \frac{p_2}{60}$$

sein, oder

$$n = \frac{2c_1 60}{(p_1 + p_2)} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (297)$$

$$c_2 = c_1 \frac{p_2 - p_1}{p_1 + p_2}.$$

Das Aggregat läuft also mit der doppeltsynchronen Umdrehungszahl, die der Summe der Polzahlen beider Maschinen entspricht, und die Rotorperiodenzahl verhält sich zur primären Periodenzahl wie die Differenz der Polpaarzahlen zu ihrer Summe.

Die Grundwelle der MMK des Rotorstromes rotiert in der ersten Maschine, deren resultierendes Feld schneller rotiert als der Rotor, im Sinne des Rotors, in der zweiten entgegengesetzt zum Rotor, und daher ist es möglich, daß beide Maschinen gleichzeitig als Motor Strom vom Netz aufnehmen oder als Generator Strom an das Netz abgeben.

Da das Aggregat langsamer läuft als dem Synchronismus der Maschine M_I mit der kleineren Polzahl entspricht, kann man es mit dieser Maschine als Induktionsmotor anlassen und läßt in ihrem Rotor so viel Widerstand R_v , daß man in die Nähe des Synchronismus des doppeltgespeisten Kaskadenaggregats kommt. Wird nun der zweite Stator an das Netz geschlossen, während der rechte Schalter in Fig. 305 offen ist, so zeigt eine Phasenlampe L den Synchronismus an, und der Schalter kann geschlossen und der Anlaßwiderstand abgeschaltet werden.

Man könnte also mit dem Aggregat außer den 3 Stufen eines gewöhnlichen in Kaskade geschalteten Aggregats

$$\frac{60 c_1}{p_1}, \quad \frac{60 c_1}{p_2}, \quad \frac{60 c_1}{p_1 + p_2}$$

noch eine vierte synchrone Tourenstufe

$$\frac{2 c_1 60}{p_1 + p_2}$$

erhalten. Die Wirkungsweise dieses Aggregates ergibt sich wie folgt.

Bei der ersten Maschine, die langsamer läuft als ihr Drehfeld, ist die motorische Leistung kleiner als die primär zugeführte Leistung, und die Differenz wird vom ersten Rotor elektrisch auf den zweiten Rotor übertragen.

Bei der zweiten Maschine, die schneller läuft als ihr Drehfeld, ist die mechanische Leistung größer als die dem Stator zugeführte

Leistung. Sie ist gleich der dem Stator vom Netz zugeführten Leistung vermehrt um die dem Rotor elektrisch vom ersten Rotor zugeführten Leistung.

Abgesehen von den Verlusten ergeben sich daher folgende Beziehungen.

Die elektrische Leistung beider Rotoren ist gleich groß, da sie dieselbe EMK und denselben Strom haben, und daher sind auch die von beiden Statoren aufgenommenen Leistungen gleich groß, und gleich der halben gesamten, aus dem Netz entnommenen Leistung $\frac{W_1}{2}$.

Der erste Rotor wirkt nun zum $\frac{c_2}{c_1}$ ten Teil als Transformator und zum $\frac{c_1 - c_2}{c_1}$ ten Teil als Motor. Es wird also seine mechanische Leistung abgesehen von den Verlusten

$$W_{mI} = \frac{W_1}{2} \frac{c_1 - c_2}{c_1} = W_1 \frac{p_1}{p_1 + p_2},$$

und er gibt eine Leistung

$$W_2 = \frac{W_1}{2} \frac{p_2 - p_1}{p_1 + p_2}$$

an den zweiten Rotor ab.

Dieser erhält ferner vom Drehfeld seines Stators die Leistung $\frac{W_1}{2}$. Es ist also die mechanische Leistung des zweiten Motors

$$W_{mII} = \frac{W_1}{2} \left(1 + \frac{p_2 - p_1}{p_1 + p_2} \right) = W_1 \frac{p_2}{p_1 + p_2}.$$

Die mechanischen Leistungen beider Maschinen und ihre Drehmomente verhalten sich daher wie die Polzahlen.

Bei Leerlauf nimmt das Aggregat einen wattlosen Strom auf, der gleich der Summe der Magnetisierungsströme beider Maschinen ist.

Es braucht aber nicht jede Maschine genau ihren eigenen Magnetisierungsstrom aufzunehmen. Dies ist nur dann der Fall, wenn das Verhältnis

$$C_1 = \frac{P_1}{E_{10}} = \sqrt{(1 + b_a x_1 + g_a r_1)^2 + (b_a r_1 - g_a x_1)^2}$$

der Klemmenspannung zur EMK bei Leerlauf (s. Kap. IV, S. 67) in beiden Maschinen gleich groß ist.

Ist dies nicht der Fall, so wird die Maschine, bei der C_1 kleiner ist, einen Teil des wattlosen Stromes der anderen Maschine auf-

nehmen und an deren Rotor abgeben, so daß diese im Stator nur einen entsprechend kleineren wattlosen Strom aufnimmt.

Der gesamte Kurzschlußstrom des Aggregates ist gleich der Summe der Kurzschlußströme beider Maschinen, und da man annehmen kann, daß η_k für beide Maschinen gleich groß ist, wird die maximale Leistung des Aggregates etwa gleich der Summe der maximalen Leistungen, die beide Maschinen als Induktionsmotoren entwickeln. Einen stabilen Betrieb könnte man auch erhalten, wenn man die Statoren so an das Netz anschließt, daß die Drehfelder in beiden Maschinen in verschiedenem Sinne rotieren. In diesem Falle ist die synchrone Tourenzahl

$$n' = 2 \frac{60 c_1}{p_2 - p_1}$$

und

$$c_2' = c_1 \frac{p_2 + p_1}{p_2 - p_1}.$$

Das Drehmoment ist dann gleich der Differenz der Drehmomente beider Maschinen.

Abgesehen davon, daß bei der sehr hohen Umdrehungszahl die Rotorperiodenzahl und die Verluste sehr hoch werden, kann das Aggregat nicht von selbst auf diese Stufe laufen, und man kann daher diese Schaltung praktisch nicht verwenden.

Verwendung von Umformern und Gleichstrommaschinen. Die Änderung der Tourenzahl kann stufenweise erfolgen, wenn die Periodenzahlen allmählich geändert werden, wie dies bei dem Patent von S. & H., Seite 574 durch zwei Gleichstrommotoren geschah.

Bei Kaskadenschaltungen wird eine Hilfswelle eingeschaltet, und es können Umformer, Gleichstrommaschinen oder Wechselstromkommutatormaschinen eingeschaltet werden.

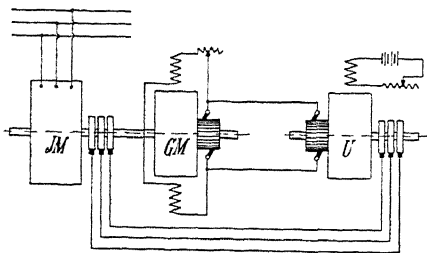


Fig. 306. Schaltungsanordnung der Felten & Guillaume-Lahmeyerwerke.

Die Kaskadenschaltungen mit Kommutatormaschinen werden im zweiten Teil ausführlicher behandelt.

Schaltungsanordnung der Felten & Guillaume-Lahmeyerwerke. Die Felten & Guillaume-Lahmeyerwerke schalten nach D.R.P. 177270 einen Induktionsmotor unter Vermittlung eines

freilaufenden rotierenden Umformers in Kaskade mit einem Gleichstrommotor, wie Fig. 306 zeigt.

Die im Rotor des Vordermotors JM induzierten Ströme werden

einem Umformer U zugeführt, der den Gleichstrom für den Hintermotor GM liefert. Dieser ändert seine Tourenzahl mit Änderung seiner Erregung, so daß man durch Regulieren im Nebenschlußkreis die Tourenzahl des Aggregates ändern kann. Mit der Erregung des Umformers kann man über den Rotor des Vordermotors die Phasenverschiebung im primären Netze regulieren.

Getriebe von Heyland. Der eben besprochenen Schaltung sind mehrere in neuester Zeit von Heyland angegebene Anordnungen verwandt¹⁾, die bezwecken, neben einer ökonomischen Regelung der Induktionsmotoren günstige Anlaufverhältnisse zu schaffen und in Betrieben mit großen Belastungsschwankungen einen guten Ausgleich herbeizuführen. Die Methoden sind also in erster Linie für Förderanlagen zu verwenden. Heyland bezeichnet seine Anordnung als erweiterte Kaskadenschaltung. Er hat drei verschiedene Systeme angegeben, von denen das mit III bezeichnete die meisten Vorteile bietet. Es soll im folgenden ausführlicher behandelt werden.²⁾

Die Anordnung ist in Fig. 307 dargestellt. A , ein Induktionsmotor, ist der Hauptmotor, der auf der Triebwelle I sitzt. Auf der Hilfswelle II sind der Induktionsmotor C und die Gleichstrommaschine D befestigt, B auf der Hauptwelle ist eine Gleichstrommaschine, deren Wicklung gleichzeitig an Schleifringe angeschlossen ist. Die im Rotor der Maschine A erzeugte Energie wird dem Stator von C zugeführt, so daß C als Induktionsmotor die Gleichstrommaschine D antreibt. D gibt den Strom an den Motor B und damit an die Triebwelle I ab. Gleichzeitig sind aber auch C und B elektrisch verbunden, der Rotorstrom von C wird B zugeführt, und B läuft auch als Synchronmotor. Wegen der mechanischen und elektrischen Kupplungen der Maschinen müssen nun im stabilen Zustande ganz bestimmte Bedingungen erfüllt sein. Die Umdrehungs-

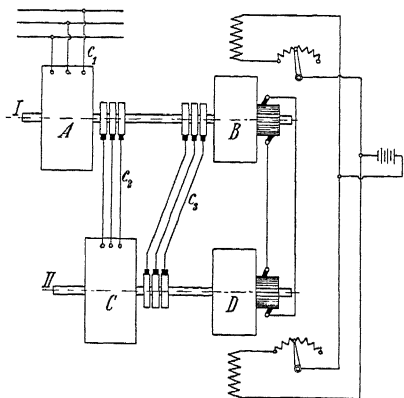


Fig. 307. Anordnung von Heyland.

¹⁾ ETZ 1908, S. 353 und 386, und Kübler, Elektr. Kraftb. u. Bahnen 1907, S. 521.

²⁾ Siehe auch E. Feigl, Zur Theorie und Anwendung des Heylandgetriebes, Elektr. u. Maschinenbau 1908, S. 743, und Heyland, ETZ 1908, S. 1119.

zahl der Hauptwelle I sei n_I , die der Hilfsquelle II n_{II} , der dem Hauptmotor A zugeführte Strom habe die Periodenzahl c_1 , der Strom in der Verbindungsleitung $A - C$ die Periodenzahl c_2 und in $C - B$ die Periodenzahl c_3 . Die Polpaarzahlen der Motoren A , B und C seien p_A , p_B und p_C .

Dann ist

$$c_2 = c_1 - \frac{p_A n_I}{60}$$

und

$$c_3 = c_2 - \frac{p_C n_{II}}{60} = \frac{p_B n_I}{60},$$

also

$$\frac{p_C n_{II}}{60} + \frac{p_B n_I}{60} = c_1 - \frac{p_A n_I}{60},$$

$$n_{II} = \frac{60 c_1 - n_I (p_A + p_B)}{p_C} \quad . \quad . \quad . \quad (298)$$

Die Beziehung zwischen n_{II} und n_I wird demnach durch eine Gerade dargestellt. Für

$$n_I = \frac{60 c_1}{p_A + p_B} = n_{IK},$$

also für die Tourenzahl, die der direkten Kaskadenschaltung der Maschinen A und B entspricht, wird $n_{II} = 0$. Soll n_I noch größer werden, so wird n_{II} negativ, d. h. die Hilfsquelle II dreht sich in umgekehrter Richtung. Wir betrachten zunächst den ersten Zustand, in dem die Tourenzahl der Hauptwelle zwischen 0 und n_{IK} liegt.

Bei Stillstand der Welle I haben wir im Rotor von A die volle Periodenzahl. Der Motor C , den wir mittels eines zwischen C und B eingeschalteten Widerstandes anlassen, läuft also fast genau synchron, und zwischen den Schleifringen seines Rotors herrscht fast keine Spannungsdifferenz. Erregt man jetzt von einer Gleichstromquelle her die Maschine D , so wird der von D erzeugte Gleichstrom sich teils durch den stillstehenden Anker von B schließen, teils durch ihn hindurch in den Rotor von C gehen. C wird dadurch zum Synchronmotor, und man kann ihn von D aus so erregen, daß die primäre Phasenverschiebung 0 wird. Erregt man nun B voll und D langsam immer stärker, so wird B als Gleichstrommotor anlaufen. Mit wachsendem n_I nimmt nach Gl. 298 n_{II} ab. In der Verbindungsleitung $C - B$ fließt ein Wechselstrom, C wird Induktionsmotor und B Synchronmotor. Wir haben also jetzt die Phasenverschiebung durch geeignete Erregung von B zu kompensieren. B ist ein doppelt gespeister Motor geworden, und es muß sowohl die ihm zugeführte

Periodenzahl c_3 und die Wechselspannung, als auch die Gleichstromspannung seiner jeweiligen Umdrehungszahl entsprechen. Stehen diese Größen nicht in richtigem Verhältnis zueinander, so treten so lange Ausgleichströme auf, bis ein stabiler Zustand erreicht ist. Nun läßt man im Betriebe die Erregung von B konstant und so groß, daß der durchschnittliche Leistungsfaktor einen gewünschten Wert erhält. Man ändert also allein die Erregung von D . Wird sie verstärkt, muß die Welle I sich beschleunigen und II einen Tourenabfall haben und umgekehrt. Man kann also die Hauptwelle allein durch die Nebenschlußerregung der Maschine D von Stillstand bis auf die der direkten Kaskade von A und B entsprechende Umdrehungszahl bringen, auf jeder Tourenstufe stabil laufen lassen und die Phasenverschiebung kompensieren. Außerdem ist es möglich, ein großes Anlaufmoment zu erzielen und so zu regulieren, daß der Strom beim Anlauf in mäßigen Grenzen bleibt. Ist man in die Nähe der Tourenzahl gekommen, die der direkten Kaskadenschaltung von A und B entspricht, so schaltet man zwischen B und D immer mehr Widerstand ein, bis das Hilfsaggregat festgebremst ist. Schließlich kann man D ganz abschalten und auch A und B direkt in Kaskade schalten.

Die Leistungen der einzelnen Maschinen im stationären Zustande lassen sich durch die Periodenzahlen ausdrücken, wenn man von den Verlusten absieht. Wenn der Hauptmotor A aus dem Netze die Gesamtleistung W_A nimmt, so gibt er als Umformer an C die Leistung

$$W_C = W_A \frac{c_2}{c_1}$$

ab, den Rest $W_A \left(\frac{c_1 - c_2}{c_1} \right)$ überträgt er direkt auf die Welle I.

C gibt wieder als Umformer die Leistung

$$W_B = W_C \frac{c_3}{c_2}$$

an den Motor B weiter, während der Rest

$$W_{CG} = W_C \left(\frac{c_2 - c_3}{c_2} \right)$$

als Gleichstrom über D nach B geleitet wird. Beim Anfahren ist also

$$W_A = W_{CG},$$

die Größe der Gleichstrommaschinen ist daher durch das gewünschte Anzugsmoment bestimmt.

Beim Anfahren läuft das Hilfsaggregat synchron, verlangsamt dann nach der früher aufgestellten Beziehung zwischen n_I und n_{II} seine Umdrehungszahl und unterstützt durch das Freiwerden seiner lebendigen Kraft die Hauptwelle. Diese Wirkung kann man noch verstärken, wenn man auf der Welle II ein Schwungrad anbringt. Doch darf die Schwungradmasse nicht zu groß sein, da das Hilfsaggregat sonst nicht mehr den Tourenänderungen der Hauptwelle schnell genug folgen kann. Denn in praktischen Fällen wird man C stets ein kleinere Polzahl geben als A , um kleine Hilfsmaschinen zu erhalten. Die Tourenänderungen der Welle II sind dann größer als die der Welle I, und das Schwungrad auf II wird leichter, als wenn es auf I säße.

Soll die Hauptwelle in umgekehrter Richtung anlaufen, so muß man in den drei Mehrphasenleitungen je zwei Zuleitungen miteinander vertauschen und die Erregung einer der beiden Gleichstrommaschinen verkehren. Das Hilfsaggregat behält dabei seine Drehrichtung bei.

Wenn das Hauptaggregat auf die der direkten Kaskadenschaltung von A und B entsprechende Tourenzahl n_{IK} gekommen ist, steht das Hilfsaggregat still und muß in umgekehrter Richtung laufen, wenn n_{IK} überschritten werden soll. Der Motor C muß dazu gegen sein Drehfeld angetrieben werden, damit die Periodenzahl c_3 der jeweiligen Geschwindigkeit von B entspricht. Es werden also B und C zum Teil Generatoren, D Motor, und man muß entweder die Verbindungen zwischen B und D vertauschen oder die Erregung von D verkehren. Bei Stillstand der Welle II ist C ein ruhender Transformator. Läuft das Hilfsaggregat an, so wird die dem Stator von C zugeführte Energie im Rotor auf eine höhere Periodenzahl umgeformt und an B weitergegeben. C generiert aber auch im Rotor eine Leistung W_R , so daß die von A nach C fließende Energie um W_R kleiner ist als die von C nach B strömende. Diese Leistung W_R muß also vom Umformer B auf D übertragen werden, d. h. sie zirkuliert im Kreise B, D, C , ohne nutzbare Arbeit zu leisten.

Nähert sich A seinem Synchronismus, so wird c_2 immer kleiner und die Tourenzahl der Welle II immer größer, um bei Synchronismus von A auf den Wert

$$n_{II} = \frac{60 c_1 p_B}{p_A p_C}$$

zu kommen.

Die Umdrehungszahl der Welle II wächst also gleichzeitig mit der von I und umgekehrt. Das ganze Aggregat besitzt daher ein gutes Ausgleichvermögen gegenüber Belastungsstößen, da bei Ent-

lastungen beide Wellen zu beschleunigen sind, während im umgekehrten Falle beide entsprechend ihrem Tourenabfall Energie abgeben.

Im allgemeinen wird man entweder nur innerhalb des ersten Tourenbereichs des Hauptaggregates, also von oberhalb 0 bis unterhalb des Synchronismus der Kaskade, arbeiten, d. h. das Getriebe nur als Anlaß- und Reversiergetriebe benutzen, oder man wird nur innerhalb des zweiten Tourenbereichs bleiben, das Getriebe also nur als Ausgleichsaggregat verwenden.

Anhang.

Experimentell ermittelte Erwärmungskonstanten C_s und C_i ,
verschiedener dreiphasiger Induktionsmotoren
(s. S. 225 u. 236).

PS	n	a_s	C_s	a_i	C_i
3,5	1500	5,9	141	21,4	500
18	1000	10,7	258	14,2	310
20	1000	10,25	278	34	600
20	1500	7	210	20	620
25	1000	8,44	328	—	—
39	1000	5,85	193	—	—
75	750	6	300	20	700
80	200	5,9	223	—	—
115	600	8,55	218	—	—
125	600	8	200	17,5	330
250	335	13,3	219	—	—
300(45 Per)	1350	7,3	306	—	—
325	94	11,1	280	—	—
360	75	6,25	162	19	280
420	600	9	316	23	300
525	300	6,5	214	—	—
625	1000	5,7	228	26	390
750	250	5,05	207	20,4	700

Namen- und Sachregister.

Ein * hinter der Seitenzahl bedeutet, daß an der angegebenen Stelle für den betreffenden Gegenstand eine genaue Erklärung, eine Formel oder der Zahlenwert angegeben ist.

Abkühlfläche des Stators A_s 224, des Rotors A_r 236*.

A. E.-G. 331.

Amperewindungen für den Luftspalt δ AW_l 38 ff.*

— für den Stator- und Rotorkern AW_s , AW_r 48.

— für die Zähne AW_z 43*.

Ankerlänge l , l_1 41. 346.

— ideelle l_i 41*.

Anlassen durch Regulieren im Statorkreis 244.

— — — im Rotorkreis 253.

— durch Stern-Dreieck-Umschaltung 247.

— mit veränderlicher Periodenzahl 248.

— nach Boucherot 249.

— der einphasigen Induktionsmotoren 275 ff. 401.

Anlaßtransformator 245.

Anlaßvorrichtungen, mechanische 275.

Anlaßwiderstände, Berechnung der 255.

Anlauf eines Motors 242.

Anlaufdrehmoment 71. 87. 243 ff, bei einphasigen Motoren 280 ff.

— es, Messung des 313.

Anlaufkurven 316.

Anlaufstromstärke 257. 280.

Anlaufwicklung 262.

Anwurfmotoren 468.

Arbeitskurven, Ermittlung der 312.

Arbeitsdiagramm 105. 165.

Arbeitswicklung 137.

Arnò 279.

Ateliers de Constructions Electriques de Charleroi 445.

Auslaufkonstante C 318. 320.

Auslaufkurven 316.

Auslaufmethode 318.

Bache-Wiig 320. 327.

Baumgardt 257.

Behrend 65.

Beispiel für die Berechnung eines dreiphasigen Induktionsmotors 365.

Beispiel für die Berechnung eines einphasigen Induktionsmotors 390.

Beispiele ausgeführter Konstruktionen 429 ff.

Belastung, lineare AS 349*.

Bellini 330.

Benischke 331.

Berechnung eines Induktionsmotors 334 ff.

— — — Zusammenstellung der 408 ff.

Blondel 65.

Boucherot 249.

Bradley 425. 521. 537.

Bragstad 17. 56. 175. 195. 210. 315. 318. 319. 538.

Bremse, Arbeitsgebiet des Asynchronmotors als 83. 477.

Bremmung eines Motors 312.

Breslauer 509.

Brown, C. E. L. 425.

Brown, Boveri & Co. 273. 301. 429. 434. 437. 439. 445. 463. 569.

Bruce, Peebles & Co. 272. 569.

Burstenreibung 220.

Corsepius, Dr. M. 279.

Dahlander 269. 274.

Danielson 490.

Dettmar 218.

Dobrowolski 425.

Doppelfeldgenerator 575.

Doppeltgespeiste Induktionsmaschine 573 ff.

Drall der Litzen 359.

Drehfeld, Erzeugung eines 4*.

— — — bei Einphasenstrom 8 ff. 113. — elliptisches 5.

Drehfeldtheorie 113.

Drehmoment ϑ 8. 20*. 24*.

— in synchronen Watt W_s 26. 30*.

— maximales 71. 134.

Dreiphasenmotor 7.

Eichberg, F. 113. 158.
 Eisenfüllfaktor f_c 347.
 Eisengewicht G_e 346*.
 Eisenhöhen h_s, h_r , Berechnung der 363*.
 Eisenlängen l und l_1 353.
 Eisenverluste V_a 65. 215*.
 Erregeradmittanz y_a 34.
 Erregerwicklung 137.
 Ersatzschaltung des mehrphasigen Induktionsmotors 34.
 — — einphasigen Induktionsmotors 126. 148.
 Erwärmung des Stator Eisens 223*.
 — — Statorkupfers 226*.
 — — Rotors 236*.
 — gekapselter Maschinen 236.
 — von Motoren für aussetzenden Betrieb 239.
 Eßlingen, Maschinenfabrik 442.

Felten-Guilleaume-Lahmeyerwerke
 254. 453. 579. 582.

Feigl, E. 583.
 Ferraris 2. 3. 279.
 Fischer-Hinnen 265.
 Flüssigkeitsanlasser 254.
 Formfaktor der Feldkurve f_B 40.
 Füllfaktor der Feldkurve α_i 38 ff.

Ganzsche Elektrizitäts-A.-G. 448.
 Gegenschaltung 262.
 Gegenstrombremsung 478.
 Gekapselte Motoren 233. 241.
 Generator, asynchroner 26. 83. 470.
 Gesellschaft für elektrische Industrie (Elektra), Karlsruhe 444.
 Gorges 135. 187. 257. 263. 486.
 Gorgessches Phänomen 187*.
 Grob 575.

Hansen 401.

Hauptabmessungen, Berechnung der 350.

Hauptgleichungen 65 ff.
 — für einphasige Induktionsmotoren 143 ff.

Hauptkraftfluß Φ 31.
 Haupttabelle 418.
 Hauptwicklung HW 276.
 Heyland 65. 277. 583.
 Hilfsphase (Kunstphase) hW 11. 276.
 Hobart 44.

v. Hoor, Dr. 328.
 Hysteresisarbeit, Verluste durch 201 ff.*
 Hysteresisdrehmoment ϑ_h 109.
 Hysteresisverlust W_h 202.
 — im Stator- und Rotorkern 202.
 — in den Zähnen 204.
 Hysteresissprung 317.

Induktion in den Zähnen B_z 44*. 357*.
 — im Stator- und Rotorkern B_s, B_r 364*.

— im Luftspalt B_l 41. 349*.
 Induktionsgenerator 26. 83. 470.
 Induktionsmaschine als Bremse 83. 477.
 Induktionsmotoren, das Anwendungsgebiet der 466.
 Induktionszusatzmaschine 479.
 Jonas 579.
 Joubert 17.
 Isolation der Nuten 359.
 Jungfraubahn 479.

Käfigwicklung 55. 386. 468.

Kandò, K. v. 518.

Kaskadenschaltung 484 ff.

Kaskadenumformer 538 ff.

Kelly 479.

Klemmenspannung, Grenze der 428.

Kloß 575.

Kolben & Co., Prag 481. 461. 566.

Kosten, Bedingung für die geringsten 346 ff.

Kubler 583.

Kunstphase (Hilfsphase) 11.

Kupfergewicht G_k 345*. 355*.

Kupplung, hydraulische 460.

Kurzschlußcharakteristik 102.

Kurzschlußimpedanz z_k 244.

Kurzschlußreaktanz des Vollaststromes 336*.

— einer Phase x_k 101.

Kurzschlußstrom I_k 102.

Kurzschlußverlust V_k 105.

Kurzschlußvorrichtung 255. 436.

Kurzschlußwiderstand einer Phase, effektiver r_k 101.

Lagerreibung 218*.

Lasche 219.

Leerlaufcharakteristik 101.

Leerlaufstrom J_0 100, bei einphasigen Motoren 161*.

— — Berechnung 415.

Leerlaufverlust V_0 105.

Leerlaufversuch bei veränderlicher Periodenzahl 314.

— — — Rotorgeschwindigkeit 315.

— — — Spannung 321.

Leerlaufzweig 34.

Lehmann, Dr. Th. 110.

Leistung, maximale W_{2max} 72. 108*, bei einphasigen Motoren 134. 164*.

Leistungsfaktor, größter 107*. 336 ff.

Leistungslinien 86.

Leitfähigkeit, magnetische, des Nutenraumes λ_n 51*.

— — der Zahnköpfe λ_k 52*.

Leitfähigkeit, magnetische, der Stirn-
verbindungen λ_s 53*.
Lindstrom 269.
Lützen 358 (Tabelle).
Lochzahl pro Pol und Phase q 36. 356*.
Luftinduktion B , 41. 349*.
Luftmenge für künstliche Kühlung,
erforderliche 238*.
Luftreibung 220.
Luftschlitz, Zahl n_s , Breite b_s 41.
— Zahl und Anordnung 354.
Luftpalt δ , Berechnung der ΔW für
den 38.
— Größe des 341*.
Lüftung von Motoren 428.

Magnetisierungsstrom J_a 34 ff.*. 49*.
181.
— es, Größe des 336.
Magnetisierungszweig 34.
Magneto-motorische Kraftkurve (MMK-
kurve) des Stators 19.
Maschinenkonstante 351.
Meyer, H. S. 262.

Nuten, Berechnung der 354. 356.
Nutenfullfaktor f_n 347.
Nutenform 47.
Nutenteilung t 357.
Nutenzahl (Z_1 im Stator, Z_2 im Rotor)
357. 361.
Nutzleistung 61. 69*.

Oberfelder 16*. 173 ff.
Oberflächenverluste 210*.
Oberströme 173 ff.
Oerlikon, Maschinenfabrik 271. 449.
451. 473.
Ossanna 92.
Ott 226.
Ottenstein 214.

Parshall 44.
Periodenumformer 485. 521.
Periodenzahl des Rotors 17.
— — Messung der 328.
Phasentransformator 252.
Phasenverschiebungswinkel φ_1 20. 60.
— kleinster 76. 107*.
Polpaarzahl p 24.
Polumschaltung 268.
Polzahl, Einfluß der, auf den Bau
des Motors 339.
Potential, elektro-magnetisches 21*.
Potier 135.

Querfeld des Rotors 10. 124. 153.
Querfeldtheorie 135 ff.

Reaktanz einer Statorphase x_1 49.
54*. 177.
— — Rotorphase x_2 30. 49*. 54*.
177.
— — Kafwicklung 55 ff.*
Reaktanzen, Trennung der 323 ff.
Reduktion der Rotorwicklung auf die
Statorwicklung 33*.
Reibungsverluste 220.
Reichsanstalt, physikalisch-technische
332.
Rosenberg 329.
Rößler 198.
Rotorfeld 8.
Rotorstrom J_r 17.
Rudenberg 210.

Schleifringe, Spannung zwischen den
361.
Schlupfung s 8. 13*. 61*. 88.
— Messung der 328 ff.
Schnellaufende Motoren 351.
Schnetzler, K. 274.
Schuler 280.
Schultze, H. 332.
Schwartzkopf, Berliner Maschinenbau-
A.-G. 333.
Schweizer 330.
Seemann 332.
Seibt 330.
Siemens & Halske 332. 574.
Siemens-Schuckertwerke 263. 455 ff.
558.
Simons, Dr. K. 175.
Spannungsdiagramm 59.
Stabilitätsgrenze 87.
Steinmetz 201. 278. 301. 484. 485. 486.
521.

Stern-Dreieck-Umschaltung 247.
Streuinduktionskoeffizient S 32. 49.
Streukraftfluß 31.
Stribeck 219.
Stromdichte (s_{a1} im Stator, s_{a2} im
Rotor) 354*. 360.
— für Kafwicklung 363.
Stromvolumen einer Nut J_n 356*.
Stromwärmeverlust i. d. Statorwick-
lung V_1 65. 216*.
— — Rotorwicklung V_2 28. 61. 216*.
Stromwärmeverluste, zusätzliche 214.
216. 323.
Synchrone Umdrehungszahl 25.
Sumec 428.

Temperaturerhöhung, Messung der
325 (s. auch Erwärmung).
Tesla 2. 4. 12. 276. 425.
Thermometermessungen 326.
Thornton, W. M. 202.

Tote Punkte eines Asynchronmotors 181.

Tourenregelung der mehrphasigen Induktionsmotoren 266.

— — einphasigen Induktionsmotoren 310.

Tourenzahl, Einfluß der, auf den Bau des Motors 339.

Tower 218.

Transformator, allgemeiner 484.

Überlastungsfähigkeit U 336*.

Übersetzungsverhältnis der EMKe und Ströme u 33*.

Umfangsgeschwindigkeit, Größe der 351.

Umspinnung, Größe der 358 (Tabelle).

Vereinigte Elektrizitäts-A.-G., Wien 441.

Verluste eines Induktionsmotors, graphische Darstellung der 85.

— zusätzliche 208 ff.*

— durch Reibung 218 ff.*

— Trennung der 313 ff.

Verlustlinien 86*.

Volta, Elektrizitäts-A.-G., Reval 432.

Vorausberechnung eines Induktionsmotors 334 ff.

Wall, Th. F. 319.

Waters, W. L. 476.

Watt, synchrone 27*. 61.

Wicklung, Berechnung der Stator- 354.

— — Rotor- 360.

—, Wahl der 426.

Wicklungsfaktor f 23.

Widerstände, Trennung der 323 ff.

Widerstand für Gleichstrom r_g 216*.

— effektiver r 217*.

Winkelgeschwindigkeit ω 5.

Wirbelströme, im Kern und in den Zähnen 206*.

— in nicht isolierten Ankerbolzen 213.

— im Kupfer 214.

Wirkungsgrad η 91.

Zahnpulsationsverluste 211*.

Zahninduktion, Größe der — im Stator 357.

— — — im Rotor 361.

Zahnstärke, Grenze der 362.

Zani 266.

Ziehl, E. 237. 333. 575. 578.

Zusatzmaschine 479.

Zusätzliche Eisenverluste 208.

— Stromwärmeverluste 214, 323.

Erklärung der in den Formeln verwendeten Buchstaben.

Die beigedruckten Zahlen geben die Seite an, auf der die betreffende Bezeichnung eingeführt ist. Auf den durch * kenntlich gemachten Seiten sind Formeln für die betreffenden Größen zu finden. Im allgemeinen bedeutet ein Strich ('), daß die so bezeichnete Größe einer Wicklung auf eine andere Wicklung reduziert ist (meistens von sekundär auf primär, vgl. S. 35). Ferner bedeutet fast immer der Index ₁, daß die betreffende Größe dem Primarkreise (meistens Stator), der Index ₂, daß sie dem Sekundärkreise (meistens Rotor) angehört

A.

- A_r = Abkühlfläche des Rotors 236.
 aS = Zahl der Ampereadrahte auf 1 cm Umfang oder lineare Belastung 335 349*.
 A_s = Abkühlfläche des Stators 224*.
 AW_k = Amperewindungen für den magnetischen Kreis eines Polpaares 339.
 AW_l = Amperewindungen für den Luftspalt 39 ff.*.
 AW_r = Amperewindungen für den Rotorkern 48*.
 AW_s = Amperewindungen für den Stator Kern 48*.
 AW_z = Amperewindungen für die Zähne 43*.
 a = Zahl der Ankerstromzweige einer Phase 216.
 Verhältnis $a = \frac{J}{J_v}$ 245.
 a_s = spez. Abkühlfläche des Stators 225* (a_r des Rotors).
 $aw_x = 0,8 H_x$ = Amperewindungen für 1 cm Länge 36.

B.

- B = Induktion 5.
 B_a (B_{ar} , B_{as}) = Induktion im Kern von Rotor und Stator 48. 364*.
 B_e = Mittel aus den Induktionen im Kern von Stator und Rotor 347.
 B_l = maximale Induktion im Luftspalt 41*.
 B_z = Induktion in den Zähnen 44*.
 $B_{z,i}$ = ideelle Zahninduktion 44.
 b_a = Suszeptanz des Erregerstromes 34.
 b_s = Breite eines Luftschlitzes 41.

C.

- $C = -\frac{p\Phi}{m_1 J_1 w_1}$ 348.
 $\zeta_1 = 1 + \beta_1 \mathcal{Y}_a = C \cdot e^{j\gamma_1}$ 66.
 $\zeta_2 = 1 + \beta_2' \mathcal{Y}_a = C_2 \cdot e^{j\gamma_2}$ 74.

- c = Periodenzahl in der Sekunde 13.
 c_1 = primäre Periodenzahl, Periodenzahl des Netzes 329. 491.
 c_2 = bei der Kaskadenschaltung Periodenzahl im ersten Rotor 491.
 c_3 = bei der Kaskadenschaltung Periodenzahl im Sekundarteil des zweiten Motors 491.
 $c_{p1} = \frac{Z_2 n}{60}, c_{p2} = \frac{Z_1 n}{60}$ = Periodenzahl der Pulsationen in den Stator- und Rotorzähnen 213.
 $c_r = \frac{p n}{60}$ = Periodenzahl der Rotation 138.
 c_s = Periodenzahl der Schlüpfung 17* (auf S. 174 c_{2s} genannt zum Unterschied gegen c_{sv}).
 c_{sv} = Periodenzahl der vom v -ten Oberfeld im Rotor bei der Schlüpfung s induzierten EMK 17*.

D.

- D = innerer Durchmesser des Stators 224.
 D = bei der Kaskadenschaltung s. S. 501.
 D_1 = äußerer Durchmesser des Stators 224.
 D_2 = innerer Durchmesser des Rotors 408.

E.

- E_1 = Effektivwert der vom Grundfeld in der Statorwicklung induzierten EMK 37*.
 E_1, E_2' = bei der Kaskadenschaltung EMKe in der ersten und zweiten Maschine 499.
 E_{1v} = vom v -ten Oberfeld des Stators im Stator induzierte EMK 182.
 E_{1sv} = vom Oberfeld der Ordnung v_2 des Rotorgrundstromes im Stator induzierte EMK 186.
 E_I, E_{II} = EMKe beim Einphasenmotor, die in den gedachten Mehrphasenwicklungen induziert werden 115.
 $E_2 = \frac{n_1}{n_s} E_{2s}$ = in einer Phase der Rotorwicklung bei Stillstand induzierte EMK 18. 20*.
 $E_2' = -E_1$ = auf primär reduzierte EMK E_2 59.
 E_{2max} = maximale Spannung zwischen den Schleifringen 361.
 E_{2v} = vom v -ten Oberfeld des Stators in der Rotorwicklung induzierte EMK 17*.
 E_{2s} = vom Grundfeld in der Rotorwicklung bei der Schlüpfung s induzierte EMK 14*. 60.
 E_{2sv} = vom Oberfeld der Ordnung v_2 des Rotorgrundstromes im Rotor induzierte EMK 185.
 E_4 = vom Querfeld Φ_4 in der Hilswicklung induzierte EMK 281.
 $E_p (E_{2p}, E_{3p})$ = Effektivwert der durch Pulsation eines Feldes in einer Wicklung induzierten EMK 138.
 $E_p = E_1 + \Sigma E_{1v}$ = Resultierende EMK einer Phase 177.
 $E_r (E_{2r}, E_{3r})$ = Effektivwert der bei der Rotation einer Wicklung in einem Felde erzeugten EMK 138.
 e_{2s} = Momentanwert der vom Grundfeld im Rotor induzierten EMK 18*. 26.

F.

- f_1 = Wicklungsfaktor des Stators für die Grundwelle 29.
 f_2 = Wicklungsfaktor des Rotors für die Grundwelle 23.

- f_1, f_2 = Wicklungsfaktoren für die ν -te Harmonische 182.
 f_B = Formfaktor der Feldkurve 40.
 f_e = Eisenfullfaktor 347*.
 f_n = Nutenfullfaktor 347*.
 f_ν = Wicklungsfaktor des Stators für die ν -te Harmonische 176.

G.

- G_{ci} = gesamtes Eisengewicht 346*.
 G_k = gesamtes Kupfergewicht 345*.
 G_{k1} = Kupfergewicht des Stators 355*.
 g_a = Konduktanz des Erregerstromes 34.
 g_A = Güteverhältnis der Anlaßvorrichtung 283*.

H.

- H = Koeffizient der äußeren Wärmeabgabe 230.
 HW = Hauptwicklung 276.
 h = Kernhöhe (h_s des Stators, h_r des Rotors) 204. 363*.
 hW = Hilfswicklung 276.

J.

- J_0 = Leerlaufstrom 100. 161 (Wattkomponente J_{0w} , wattlose Komponente J_{0nl}).
 J_1 = Statorstrom 20.
 $J_{1\nu}$ = durch $E_{1s\nu}$ im Stator hervorgerufener Strom 186.
 J_2 = Rotorstrom 20. 30*.
 J_2' = auf primär reduzierter Strom J_2 60.
 J_2' = bei der Kaskadenschaltung gesamter Strom in den beiden Rotoren auf primär reduziert 500.
 J_2 = Strom in der Arbeitswicklung des einphasigen Induktionsmotors 138.
 $J_{2\nu}$ = vom ν -ten Oberfeld im Rotor induzierter Strom 182.
 J_3 = Strom in der Erregerwicklung des einphasigen Induktionsmotors 138.
 J_3' = bei der Kaskadenschaltung Strom im zweiten Stator, bezogen auf eine Phase des ersten Stators 499.
 J_4 = Strom in der Hilfswicklung 293.
 J_a = Magnetisierungsstrom 34.
 $J_{aw} = g_a E_1$ = Wattkomponente von J_a 49*.
 $J_{anl} = b_a E_1$ = wattlose Komponente von J_a 36*.
 J_A = Anlaufstrom 288*.
 J_b' = bei der Kaskadenschaltung Magnetisierungsstrom des zweiten Motors auf primär reduziert 500.
 J_k = Kurzschlußstrom 102.
 $J_{ki} = \frac{P}{x_k}$ = ideeller Kurzschlußstrom 107.
 J_n = Stromvolumen einer Nut 356*.
 J_v = Vollaststrom 107.
 i_2 = Momentanwert von J_2 21.
 $i_{a1} = \frac{J_1}{a}$ Strom eines Zweiges 354.

K.

- k_1 = Faktor, der die Erhöhung der Luftinduktion durch die Nuten berücksichtigt 42*. 210. k_{1r}, k_{1s} = berechnet für den ganzen Luftspalt δ (vgl. dagegen k_r, k_s).

k_2 = Faktor, der die Isolation zwischen den Blechen berücksichtigt 45. 363*

$k_3 = \frac{\text{Luftquerschnitt}}{\text{Eisenquerschnitt}}$ 45*.

$k_4 = f\left(\frac{z_{\min}}{z_{\max}}\right)$ = Faktor für den Hysteresisverlust in den Zähnen 205*.

$k_5 = f\left(\frac{z_{\min}}{z_{\max}}\right)$ = Faktor für den Wirbelstromverlust in den Zähnen 207*.

$k_p = \frac{\Delta B_z}{B_z}$ 212*.

k_r, k_s = Faktor k_1 berechnet für δ_r und δ_s 42.

k_r = Verhältnis des Widerstandes bei Wechselstrom und bei Gleichstrom 170. 324.

k_u = Überlastungsfähigkeit des Kaskadenumformers 535.

$k_z = \frac{A W_l + A W_z}{A W_l}$ 39.

L.

L_r = mittlere Kraftlinienlänge im Rotor 36. 48.

L_s = mittlere Kraftlinienlänge im Stator 36. 48.

l = Eisenlänge des Rotors ohne Luftschlitze 26. 41.

l_1 = Eisenlänge des Rotors mit Luftschlitzen 45.

l_a = halbe Länge einer Windung in Zentimeter 55*.

l_i = ideale Ankerlänge 38. 41*. 354.

l_h = Länge des Spulenkopfes außerhalb des Isolierrohres 231.

l_r = Länge des Isolierrohres 227.

l_s = mittlere Länge eines Spulenkopfes 53.

M.

M_{ci} = Preis für 1 kg bearbeitetes Eisen 346.

M_k = Preis für 1 kg bearbeitetes Kupfer 346.

m = Phasenzahl der Wicklung 7.

m_1 = Phasenzahl des Stators 33.

m_2 = Phasenzahl des Rotors 24.

N.

N_2 = Stabzahl einer Käfigwicklung 55.

n = Umdrehungszahl des Rotors 138.

n = Ordnungszahl der Oberströme 194.

n_1 = Umdrehungszahl des Grundfeldes in der Minute 13*.

n_1 = bei der Kaskadenschaltung Umdrehungszahl des Drehfeldes in der ersten Maschine 491.

n_2 = Umdrehungszahl des Rotors (gebraucht im Gegensatz zu n_1) 13.

$n_2 = \frac{60 c_1}{p_1 + p_2}$ = synchrone Tourenzahl des Aggregats bei Kaskadenschaltung 491.

n_v = Umdrehungszahl des v -ten Oberfeldes des Statorgrundstromes 16.

n_s = Zahl der Luftschlitze 41.

n_s = Tourenzahl der Schlüpfung 491.

O.

O_r = Oberfläche der Rotorzahnköpfe 211.

O_s = Oberfläche der Statorzahnköpfe 211.

P.

- P_1 = primäre
 P_2 = sekundäre } Klemmenspannung einer Phase 65.
 $P_2' = J_2' r_2' \left(\frac{1-s}{s} \right)$ 61
 P_4 = Klemmenspannung an der Hilfswicklung 284.
 P_k = Klemmenspannung bei Kurzschluß 101.
 p = Zahl der Polpaare 24.
 p_1, p_2 = Polpaarzahl der ersten, zweiten Maschine bei der Kaskadenschaltung 487.

Q.

- Q = Nutenzahl pro Pol 339.
 Q_s = Kernquerschnitt des Statoreisens 204.
 q = Zahl der Nuten pro Pol und Phase 36, q_1 im Stator 356*, q_2 im Rotor 361.
 q_a = Querschnitt eines Ankerleiters 54 (q_{a1}, q_{a2} 360).
 q_n = Kupferquerschnitt einer Nut 228.
 q_s = Zahl der zu einem Spulenkopf zusammengefaßten Spulenseiten 53.

R.

- R = Radius des Arbeitskreises 94*.
 R_0, R_1, R_2 = Gesamtwiderstand des Rotorkreises auf der ersten, zweiten usw. Anlaßstufe 257.
 r, r_1, r_3, r_5, r_6 = Abmessungen einer Nut 51.
 r_1 = effektiver Widerstand einer Phase der Statorwicklung 20. 217*.
 r_2 = effektiver Widerstand einer Phase der Rotorwicklung 32.
 r_2' = auf primär reduzierter Widerstand r_2 einer Phase der Rotorwicklung 35*.
 r_g = Gleichstromwiderstand einer Phase 216*.
 $r_k = r_1 + r_2'$ = Kurzschlußwiderstand einer Phase 101. 324.
 r_r = Nutenschlitzweite im Rotor 211.
 r_s = Nutenschlitzweite im Stator 211.
 r_v = in den Rotorstromkreis eingeschalteter effektiver äußerer Widerstand (Anlaßwiderstand) 32.

S.

- S_1, S_2 = Streuinduktionskoeffizienten 32*. 49.
 s = Schlupfung 13. 61. 88.
 s_{a1}, s_{a2} = Stromdichte Amp./mm² in Stator und Rotor 354*. 360*.
 s_n = Zahl der in Reihe geschalteten Leiter einer Nut 36. 356.
 s_v = Schlupfung des Rotors gegen das v te Oberfeld des Stators 16. 173.

T.

- T_a = mittlere Temperatur des Kupfers über 0°C 216.
 T_{Eisen} = wirkliche Temperatur des die Nuten umgebenden Eisens in °C 229.
 T_g = Temperaturerhöhung des Gehäuses eines Kapselmotors 237.
 T_k = mittlere Temperatur des Kupfers über Luft 234*. 326*.
 T_l = Lufttemperatur 219.
 T_s = Temperaturerhöhung des Statoreisens über Luft 224.
 T_u 228, T_u'' 230.

- t = Zahnteilung, t_s im Stator, t_r im Rotor 42. 210.
 t_1 = Zahnteilung an der Eisenoberfläche 44. 357.

U.

- U_h = Wärmeabgebender Umfang eines Spulenkopfes 231.
 U_n = äußerer Umfang einer Nut 228.
 U_s = Umfang eines Spulenkopfes 53.
 $u = u_e \cdot u_i = \frac{m_1 w_1^2 f_1^2}{m_2 w_2^2 f_2^2}$ 33.
 u = Übersetzungsverhältnis bei Transformatoren 246.
 $u = \frac{w_4 f_4}{w_1 f_1}$ = Verhältnis der Windungszahlen von Hilfs- und Hauptwicklung 284.
 $u_e = \frac{E_2'}{E_2} = \frac{w_1 f_1}{w_2 f_2}$ = Übersetzungsverhältnis der Spannungen 33.
 $u_{e(1,2)} = \frac{w_2 f_2 c_2}{w_1 f_1 c_1}$ 527.
 $u_{eq} = \frac{E_p}{E_g}$ 543.
 $u_i = \frac{J_2'}{J_2'} = \frac{m_1 w_1 f_1}{m_2 w_2 f_2}$ = Übersetzungsverhältnis der Ströme 33.
 $u_{i(1,2)} = \frac{m_1 w_1 f_1}{m_2 w_2 f_2}$ 527.
 $u_{ig} = \frac{2J_r}{J_g}$ 546.

V.

- V = Volumen in dm^3 202.
 $V = V' + V_0$ = Gesamtverluste 92.
 $V' = V_1 + V_a + V_2$ = Gesamtverluste ausschließlich der Reibungsverluste 88.
 $V_1 = m_1 J_1^2 r_1$ = Stromwärmeverlust in der Statorwicklung 65.
 $V_2 = m_2 J_2^2 r_2$ = Stromwärmeverlust im Rotor 28*. 61*.
 $V_a = m_1 E_1^2 g_a$ = im Eisenkörper vom Hauptkraftflusse erzeugte Verluste 65.
 V_{ar}, V_{as} = Volumen des Rotor-, Statorkernelns 203.
 V_h = Hysteresisverluste 109. 202*.
 V_k = Kurzschlußverlust 105.
 V_0 = Leerlaufverlust 105.
 V_0 = Verlust durch Lager- und Luftreibung 28.
 $V_s = V_1 + V_a$ = Statorverlust 87.
 V_z = Volumen der Zahne 204 (V_z , im Rotor, V_{zs} im Stator).
 v_1 = Geschwindigkeit des Drehfeldes in m/sek. 26.
 $v_{ig} = \frac{2J_{nl}}{J_g}$ 546.

W.

- W_0 = Leistungsaufnahme bei Leerlauf 101.
 W_1 = die primär zugeführte oder abgegebene Leistung 65.
 W_I, W_{II} = bei der Kaskadenschaltung mechanische Leistung der ersten, zweiten Maschine 499. 500.
 W_2 = Leistung an der Motorwelle, nutzbar abgegebene Leistung 69.
 $W_2' = \vartheta \omega_2$ = in mechanische Leistung umgesetzter Teil von W_a 27. 69*.
 W_{2max} = maximale Leistung des Motors, bei Mehrphasenstrom 72. 108*, bei Einphasenstrom 134. 164*.

- W_a = die vom Drehfeld übertragene Leistung 26. 30*. 69*. 500. (Drehmoment in synchronen Watt bei Mehrphasenmotoren.)
 W_A = Anlaufdrehmoment in synchronen Watt 282 ff.*.
 W_b = bei der Kaskadenschaltung die vom Rotor der zweiten Maschine auf die kurzgeschlossene Statorwicklung übertragene Leistung 500.
 W_h = Leistung zur Deckung der Hysteresisverluste 109. 202*.
 W_k = Leistungsaufnahme bei Kurzschluß 101.
 W_{kg} = gesamter Stromwärmeverlust 217.
 $W_{obr}, W_{ob\delta s}$ = Wirbelstromverluste an der Oberfläche der Stator- und Rotorzähne 210*.
 W_{ps}, W_p = Pulsationsverluste in den Stator- und Rotorzähnen 213*.
 W_R = Verlust durch Lagerreibung 218.
 W_Q = Reibungsverluste 221.
 W_u = zwischen Eisen und Kupfer ausgetauschte Warmemenge 232*.
 W_r = Leistung zur Deckung der Wirbelstromverluste 206.
 w = Zahl der in Reihe geschalteten Windungen einer Phase 51. (w_1 im Stator, w_2 im Rotor.)

X.

- X = Funktion von ν 42.
 $x_1 = x_{s1} + x_{01}$ = Reaktanz einer Phase der Statorwicklung 20. 49*. 177.
 $x_{1n} = nx_1$ = Reaktanz für die n te Harmonische 195.
 $x_2 = x_{s2} + x_{02}$ = Reaktanz einer Phase der Rotorwicklung 30. 49*. 177.
 x_2' = auf primär reduzierte Reaktanz einer Phase der Rotorwicklung 35*.
 $x_{2s} = sx_2$ = Reaktanz einer Phase der Rotorwicklung bei der Schlüpfung s 30.
 $x_k = x_1 + x_2'$ = Kurzschlußreaktanz einer Phase 101.
 x_0 = von den Oberfeldern herrührende zusätzliche Reaktanz 50. 177.
 x_s = vom Grundfeld herrührende Reaktanz 50. 177.

Y.

- $\mathfrak{Y}_a = g_a + j b_a$ = Erregeradmittanz (y_a) 34.
 $\mathfrak{Y}_b' = g_b' + j b_b'$ = bei der Kaskadenschaltung die auf primär reduzierte Erregeradmittanz der zweiten Maschine 492.

Z.

- Z = (Z_1 Stator, Z_2 Rotor) Zähnezahl 204.
 $z_1 = r_1 - j x_1$ = Impedanz einer Statorphase 65.
 $z_2' = \frac{r_2'}{\beta + \alpha s}$ = bei der Kaskadenschaltung die auf primär reduzierte Impedanz der hintereinandergeschalteten Wicklungen der beiden Rotoren 491.
 $z_{2s}' = \frac{r_2'}{s} - j x_2'$ = auf primär reduzierte Impedanz einer Rotorphase bei der Schlüpfung s 65.
 $z_3' = \frac{r_3'}{s} - j x_3'$ = bei der Kaskadenschaltung die auf primär reduzierte Impedanz der Wicklung des zweiten Stators 492.
 $z_a = r_a - j x_a$ = Erregerimpedanz 143.
 z = (z_s Stator, z_r Rotor) Zahnbreite 47. 204.
 z_1 = Impedanz einer Phase der Statorwicklung 20.
 z_2 = Impedanz einer Phase der Rotorwicklung, z_{2s} bei der Schlüpfung s 66.
 z_k = Kurzschlußimpedanz einer Phase 244.

$\alpha = \frac{p_1}{p_1 + p_2} =$ bei der Kaskadenschaltung 491.

α_i = Füllfaktor der Feldkurve 38 ff.*.

$\beta = \frac{p_2}{p_1 + p_2} =$ bei der Kaskadenschaltung 491.

γ_1, γ_2 s. \mathfrak{C}_1 und \mathfrak{C}_2 .

Δ = Blechstarke in Millimeter 206.

δ = Luftspalt zwischen Stator und Rotor 36. 341*.

δ_a = Isolationsdicke des Spulenkopfes 230.

δ_i = Isolationsdicke einer Nut 228.

δ_r, δ_s 42*.

$\eta = \frac{W_2}{W_1} =$ Gesamtwirkungsgrad 76. 91.

$\eta' = \frac{W_2'}{W_1} =$ elektrischer Wirkungsgrad 76. 90.

Θ_1 = Winkel zwischen E_1 und P_1 60.

$\Theta_2 = \varphi_{2s}$ = Winkel zwischen E_2 und P_2 60.

Θ_a = Winkel zwischen J_1 und J_2' 60.

ϑ = resultierendes Drehmoment aller Rotorwindungen 22*. 24*.

ϑ_1 = Drehmoment einer Spule des Rotors 21*.

ϑ_A = Anlaufdrehmoment 245.

ϑ_h = Hysteresisdrehmoment 109.

ϑ_N = normales Drehmoment 245.

λ_a = Wärmeleitfähigkeit der Isolationsschicht des Spulenkopfes 230.

λ_{Cu} = Wärmeleitfähigkeit des Kupfers 228.

λ_i = mittlere Wärmeleitfähigkeit der Isolationsschicht einer Nut 228.

λ_k = magnetische Leitfähigkeit vor den Zahnköpfen 52*.

$\lambda_N = \Sigma (\lambda)$ 340*.

λ_n = magnetische Leitfähigkeit des Nutenraumes 51*.

λ_s = magnetische Leitfähigkeit der Stirnverbindungen 53*.

μ = Mittelpunktsabszisse des Arbeitskreises 94*.

ν = Mittelpunktsordinate des Arbeitskreises 94*.

$\nu = \frac{r_{1s} + r_1}{\delta}$ 42.

ν = Verhältnis zwischen dem Stromwärmeverlust im Umformeranker und dem in einem Gleichstromanker 546.

ν_1, ν_2 usf. = Ordnungszahlen der Oberfelder 15.

ϱ = spez. Leitungswiderstand des Kupfers 228.

$\varrho_1, \varrho_2, \varrho_3$ = Widerstände der einzelnen Stufen des Anlagers 257.

σ_f = Faktor der Oberfelder 177.

σ_h = Hysteresiskonstante 203.

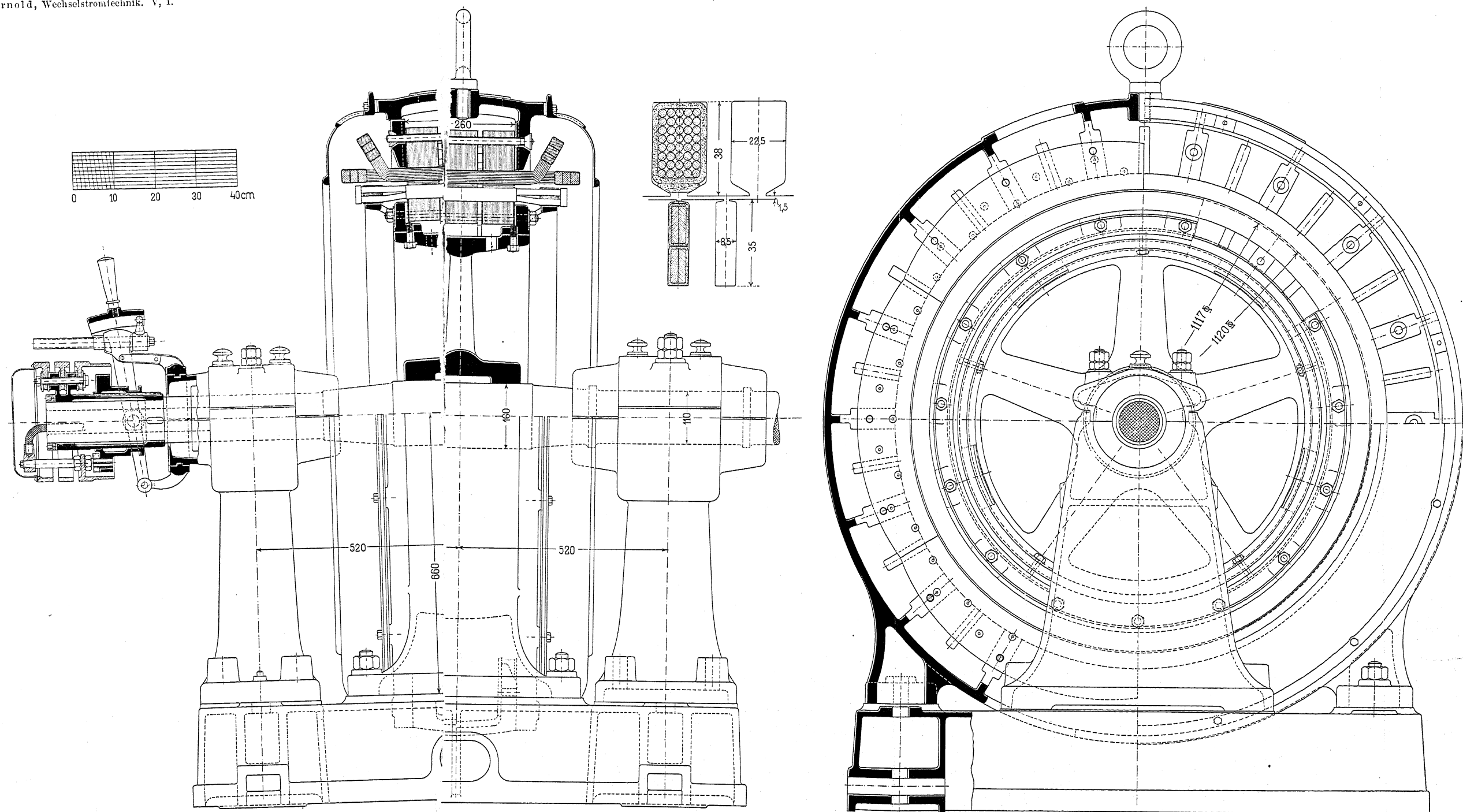
σ_{ob} = Wirbelstromkonstante für die Oberflächenverluste 211.

σ_w = Wirbelstromkonstante 206.

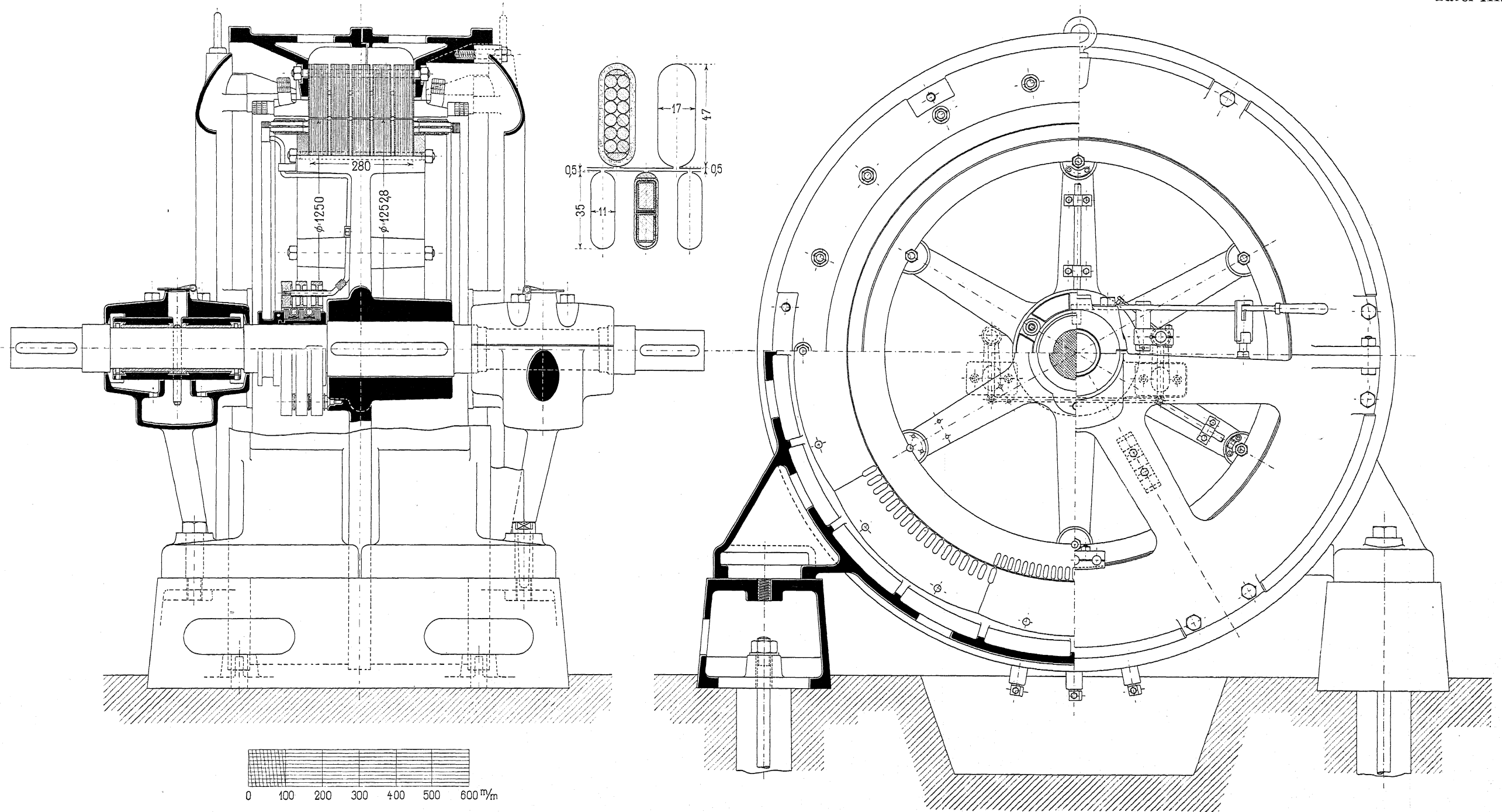
σ_{wp} = Wirbelstromkonstante für die Pulsationsverluste 213.

τ = Polteilung 6.

- Φ = Hauptkraftfluß 21. 31. 37*.
 Φ_1, Φ_3 = Hauptfeld, Querfeld des Einphasenmotors 136.
 Φ_1, Φ_2 = bei der Kaskadenschaltung Kraftflüsse in der ersten und zweiten Maschine 499.
 Φ_4 = das von der Hilfswicklung erzeugte Feld 280.
 Φ_ν = Kraftfluß des ν ten Oberfeldes 185.
 φ_0 = Winkel zwischen der Klemmenspannung P_1 und dem Statorstrom J_1 bei Leerlauf 100.
 φ_1 = Winkel zwischen P_1 und J_1 20. 60.
 φ_h = Winkel zwischen P_1 und J_1 bei Kurzschluß 101.
 $\varphi_n, \cos \varphi_n$ = Leistungsfaktor der n ten Stromharmonischen 196.
 $\psi = \Theta_2 + \Theta_a$ = Winkel zwischen E_1 und J_1 60.
 $\psi_1 = \arctg \frac{x_1}{r_1}$ 20.
 ψ_2 = Winkel zwischen E_2 und J_2 65.
 ψ_{2s} = Winkel zwischen E_{2s} und J_2 22. 30*. 60.
 ψ'_{2s} = bei der Kaskadenschaltung Phasenverschiebung des gesamten Rotorstromes J_2' gegen die EMK der ersten Maschine E_1 500.
 ψ_{3s} = bei der Kaskadenschaltung Phasenverschiebung des Stromes J_3' im zweiten Stator gegen seine EMK sE_2' 499.
 ψ_a = Winkel zwischen E_1 und J_a 60.
 $\omega = 2\pi c$ = Winkelgeschwindigkeit 5, ω_1 des Grundfeldes 13, ω_2 des Rotors 27.
-



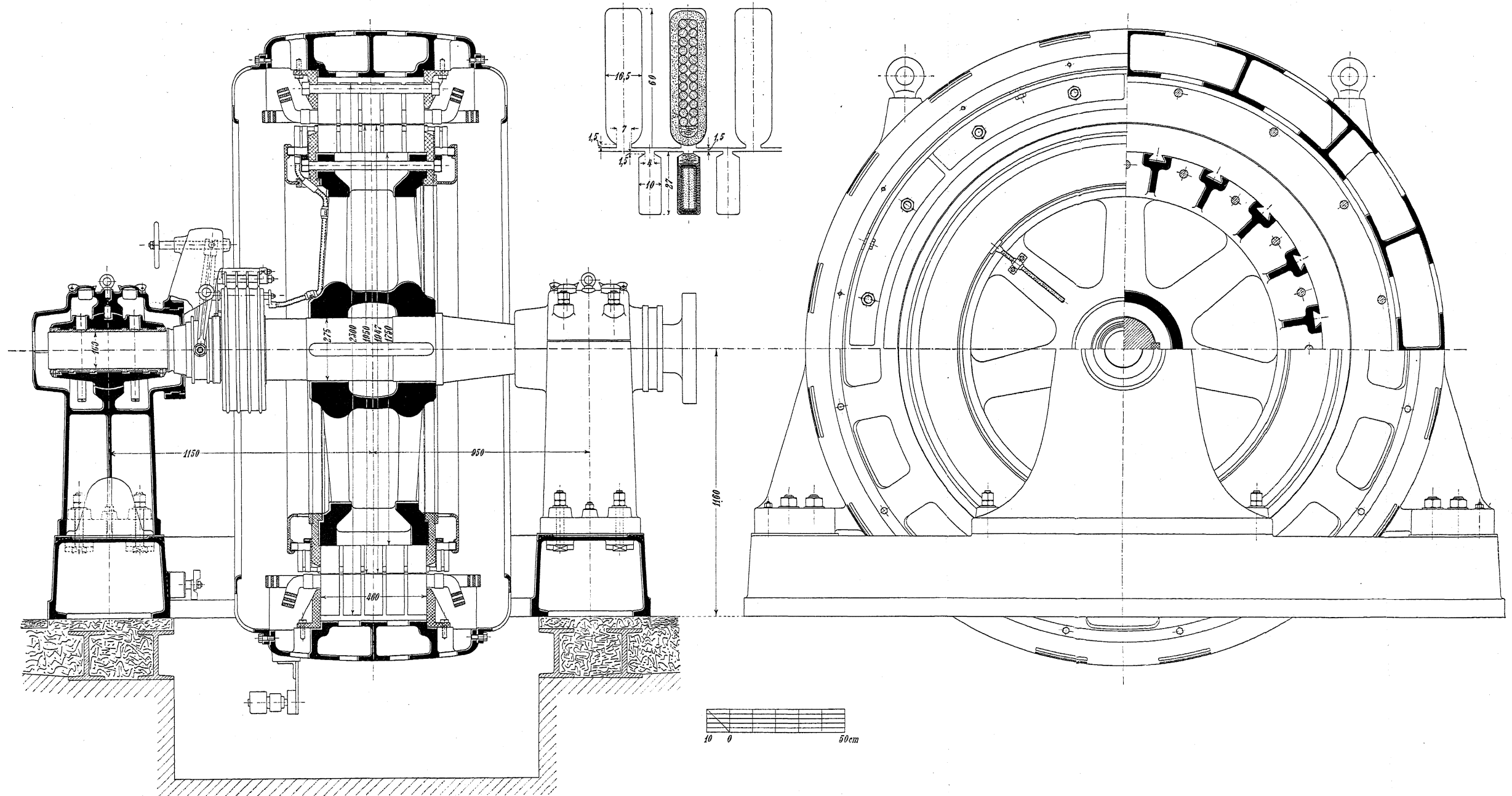
Gesellschaft für elektrische Industrie, Karlsruhe i. B.
Dreiphasenmotor, 250 PS, 500 Umdrehungen i. d. Minute. 50 Perioden, 3000 Volt.
(Beschreibung auf Seite 444.)



A.-G. Brown, Boveri & Co., Baden, Schweiz.

Dreiphasenmotor, 180 PS, 315 Umdrehungen i. d. Minute. 42 Perioden, 2000 Volt.

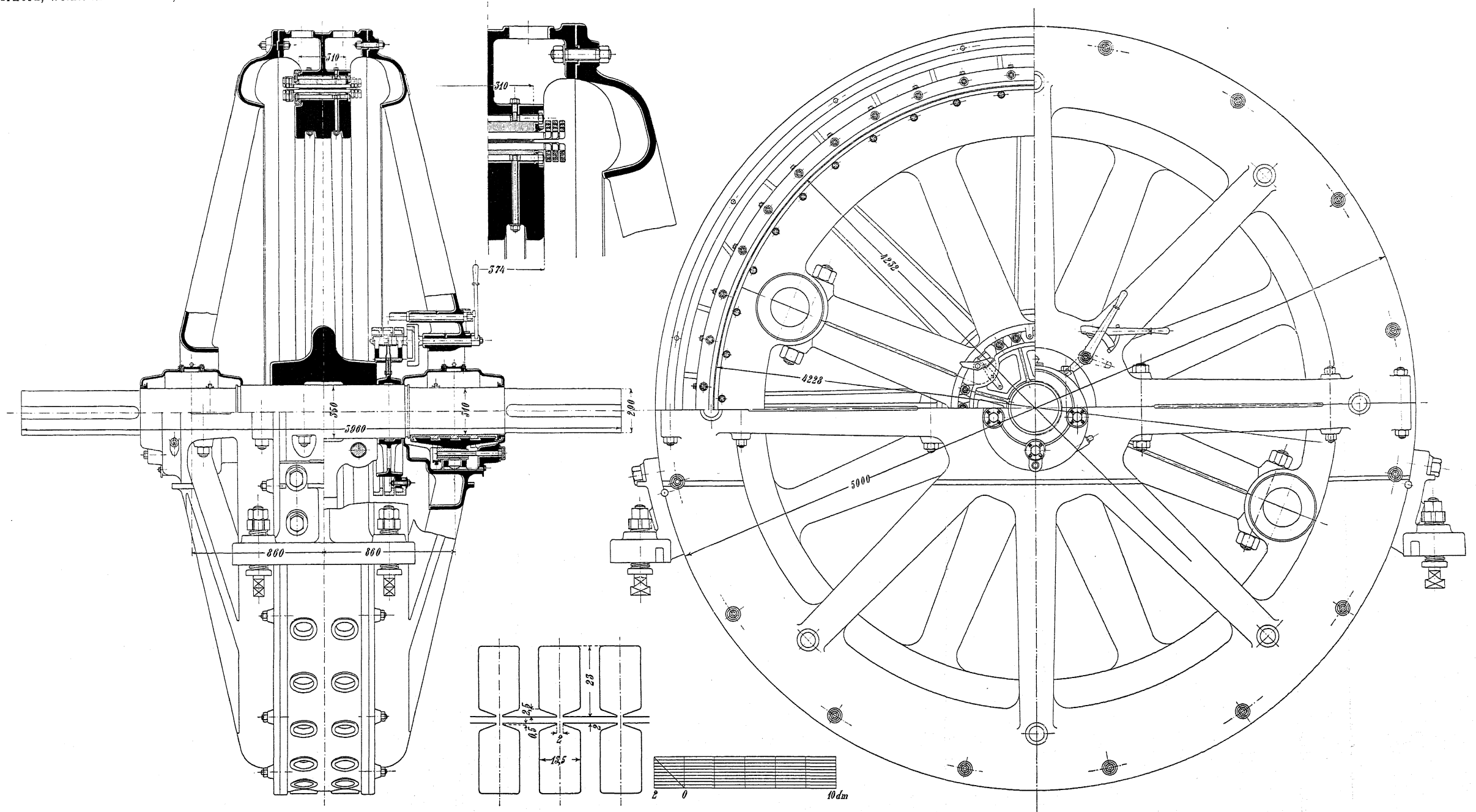
(Beschreibung auf Seite 445.)



Ateliers de Constructions Electriques de Charleroi.

Dreiphasenmotor, 750 PS, 250 Umdrehungen i. d. Minute. 50 Perioden, 6300 Volt
(siehe auch Fig. 239 und 240).

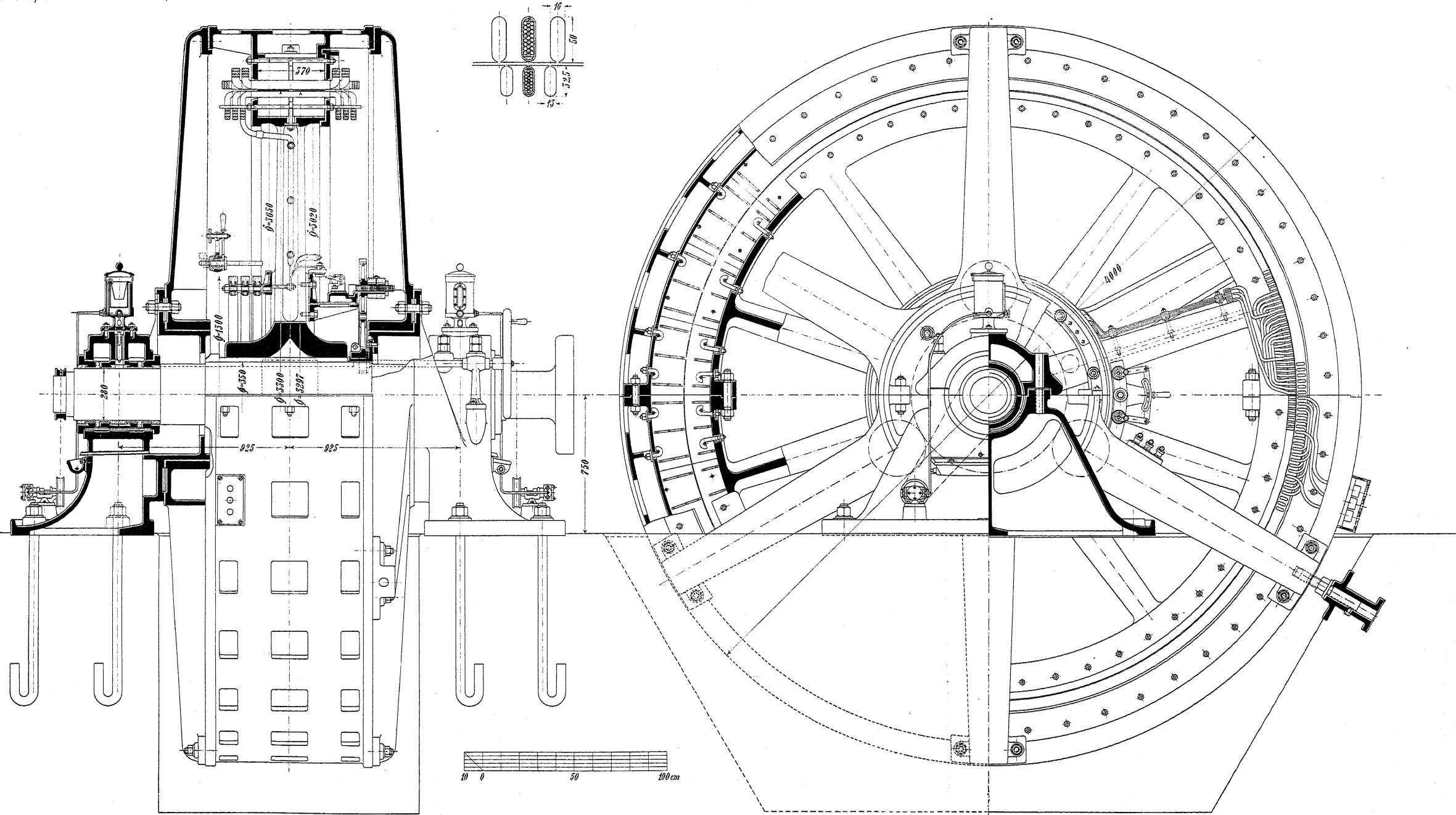
(Beschreibung auf Seite 445.)



Ganzsche Elektrizitäts-Aktien-Gesellschaft, Bupapest.

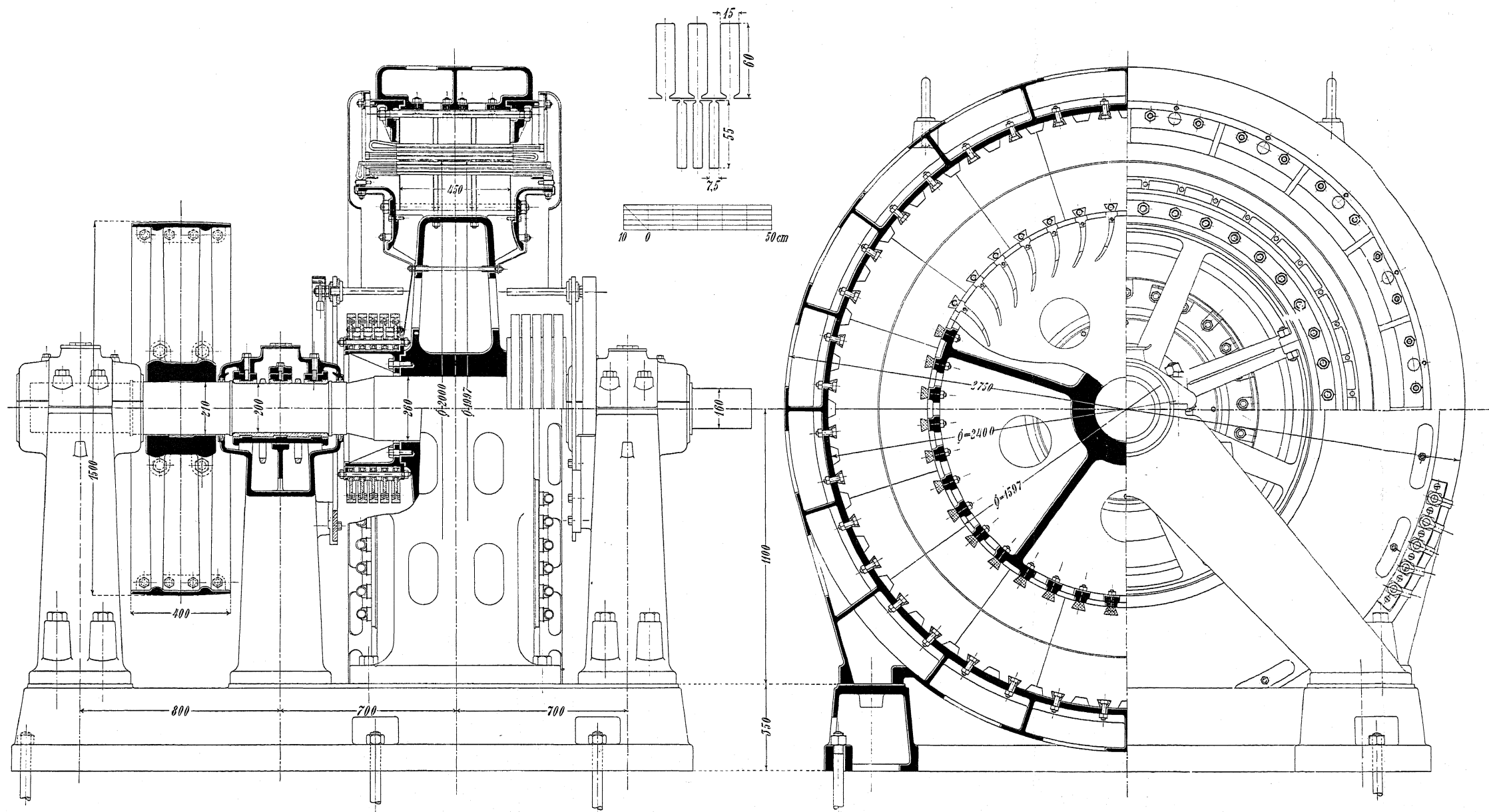
Dreiphasenmotor, 450 PS, 57 Umdrehungen i. d. Minute. 21 Perioden, 500 Volt.

(Beschreibung auf Seite 448.)



Maschinenfabrik Oerlikon.

Dreiphasenmotor, 570 PS, 75 Umdrehungen i. d. Minute. 22,5 Perioden, 1900 Volt.
(Beschreibung auf Seite 449.)

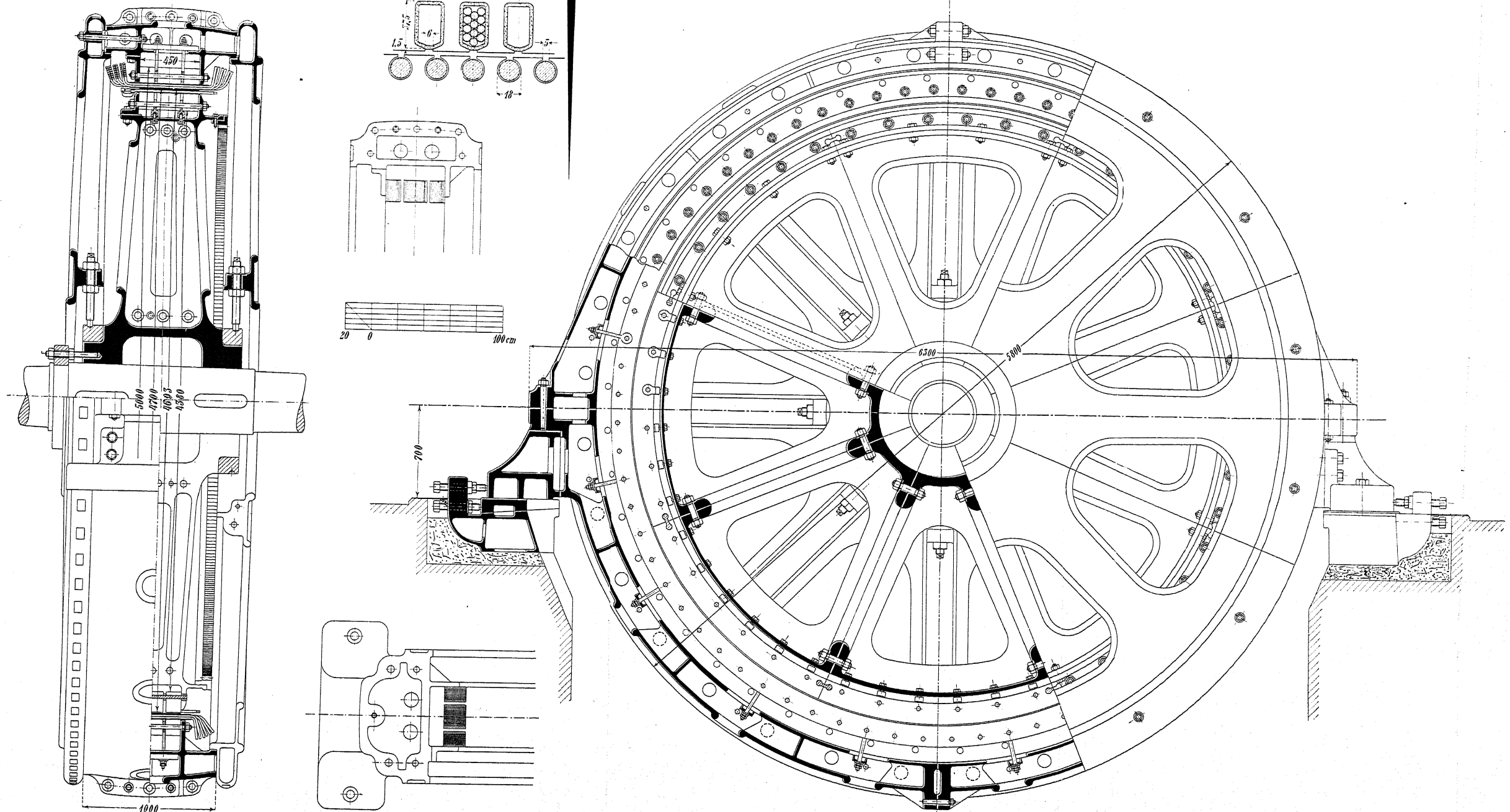


Maschinenfabrik Oerlikon.

Dreiphasenmotor mit Polumschaltung für 4 Geschwindigkeiten. 200 bis 500 PS, 150, 188, 300, 375 Umdrehungen i. d. Min.

500 Volt, 50 Perioden, 242 bis 510 Amp.

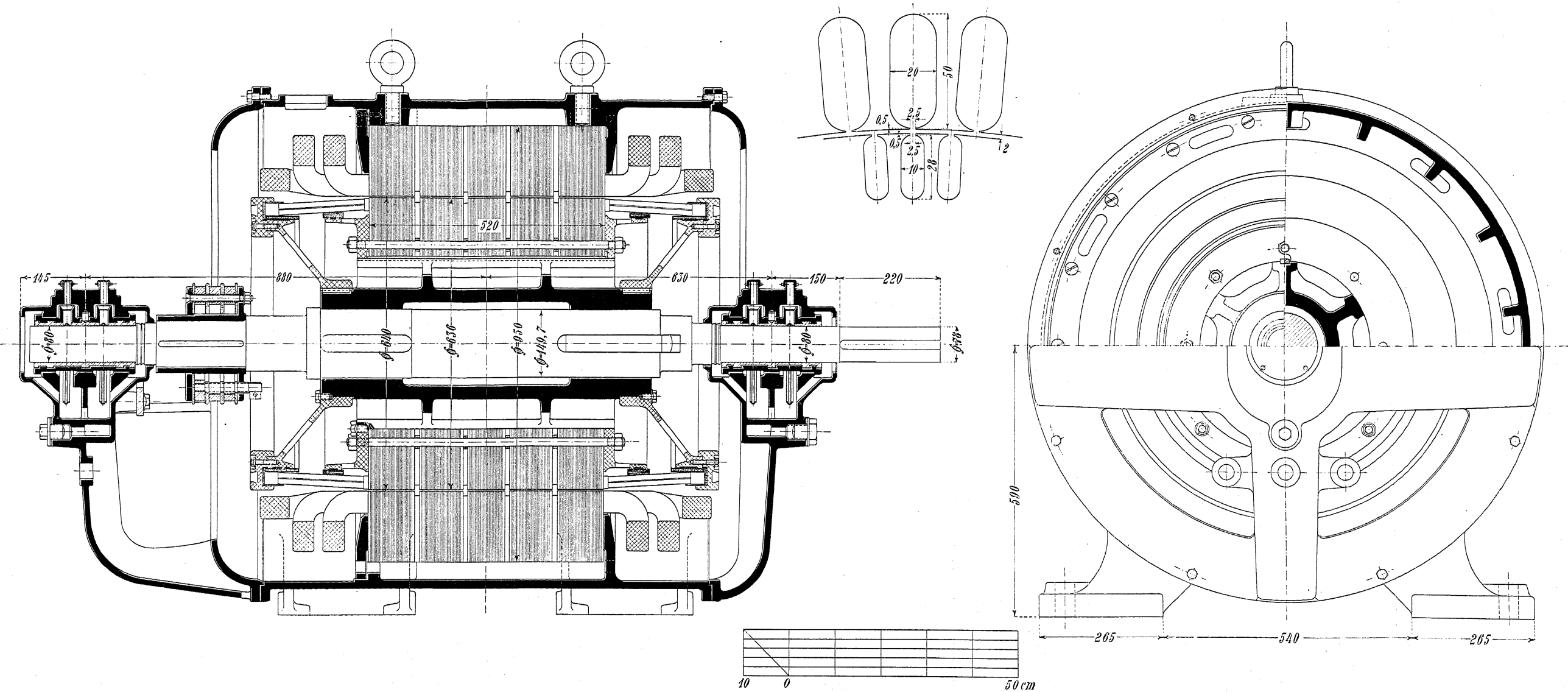
(Beschreibung auf Seite 451.)



Felten & Guillaume-Lahmeyerwerke, Aktiengesellschaft, Frankfurt a. M.

Dreiphasenmotor, 650 PS, 60 Umdrehungen i. d. Minute. 25 Perioden, 2000 Volt
(siehe auch Fig. 245 und 246).

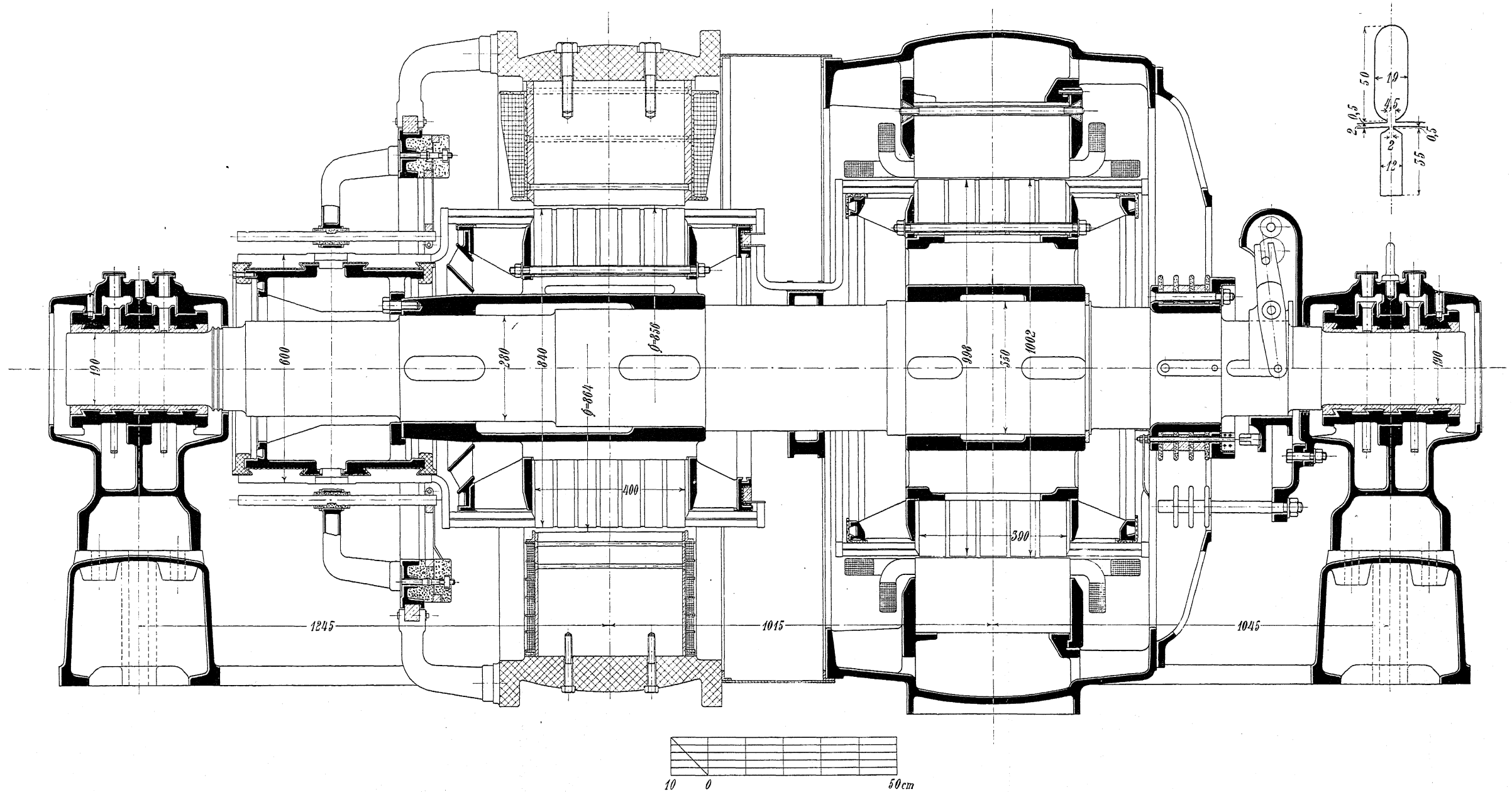
(Beschreibung auf Seite 453.)



Siemens-Schuckertwerke. G. m. b. H., Berlin.

Dreiphasenmotor, 350 PS, 1500 Umdrehungen i. d. Minute. 50 Perioden, 1000 Volt.

(Beschreibung auf Seite 455.)



Siemens-Schuckert-Werke, G. m. b. H., Berlin.

Kaskadenumformer 500 KW, Dreiphasenstrom 3000 Volt, 50 Perioden, Gleichstrom 450 bis 500 Volt, 1110/1000 Amp., 500 Umdr. i. d. Min.

(Beschreibung auf Seite 558.)

Die Wechselstromtechnik. Herausgegeben von Dr.-Ing. E. Arnold, Professor und Direktor des Elektrotechnischen Instituts der Großherzoglichen Technischen Hochschule Fridericiana zu Karlsruhe. In fünf Bänden.

Erster Band: Theorie der Wechselströme und Transformatoren. Von O. S. Bragstad und J. L. la Cour. Zweite Auflage erscheint im Jahre 1909.

Zweiter Band: Die Transformatoren. Von E. Arnold und J. L. la Cour. Mit 335 Textfiguren und 3 Tafeln. In Lwd. gebunden Preis M. 12,—.

Dritter Band: Die Wicklungen der Wechselstrommaschinen. Von E. Arnold. Mit 426 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 12,—.

Vierter Band: Die synchronen Wechselstrommaschinen. Von E. Arnold und J. L. la Cour. Mit 514 Textfiguren und 13 Tafeln.

In Leinwand gebunden Preis M. 20,—.

Die Gleichstrommaschine. Ihre Theorie, Untersuchung, Konstruktion, Berechnung und Arbeitsweise. Von Dr.-Ing. E. Arnold, Professor und Direktor des Elektrotechnischen Instituts der Großherzoglichen Technischen Hochschule Fridericiana zu Karlsruhe. In zwei Bänden.

Erster Band: Theorie und Untersuchung. Zweite, vollständig umgearbeitete Auflage. Mit 593 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 20,—.

Zweiter Band: Konstruktion, Berechnung und Arbeitsweise der Gleichstrommaschine. Zweite, vollständig umgearbeitete Auflage. Mit 502 Textfiguren und 13 Tafeln. In Leinwand gebunden Preis M. 20,—.

Elektromotoren für Gleichstrom. Von Dr. G. Roeflsler, Professor an der Königl. Technischen Hochschule zu Danzig-Langfuhr. Zweite, verbesserte Auflage. Mit 49 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 4,—.

Elektromotoren für Wechselstrom und Drehstrom. Von Dr. G. Roeflsler, Professor an der Königl. Technischen Hochschule zu Danzig-Langfuhr. Zweite, gänzlich umgearbeitete Auflage erscheint Ende 1909.

Die Fernleitung von Wechselströmen. Von Dr. G. Roeflsler, Professor an der Königl. Technischen Hochschule zu Danzig-Langfuhr. Mit 60 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 7,—.

Berechnung und Ausführung der Hochspannungs-Fernleitungen. Von Carl Fred. Holmboe, Elektroingenieur. Mit 61 Textfiguren. Preis M. 3,—.

Motoren für Gleich- und Drehstrom. Von Henry M. Hobart, B. Sc. M. I. E. E. Mem. A. I. E. E. Deutsche Bearbeitung. Übersetzt von Franklin Punga. Mit 425 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 10,—.

Die Bahnmotoren für Gleichstrom. Ihre Wirkungsweise, Bauart und Behandlung. Ein Handbuch für Bahntechniker von H. Müller, Oberingenieur der Westinghouse-Elektrizitäts-Aktiengesellschaft, und W. Mattersdorff, Abteilungsvorstand der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft. Mit 231 Textfiguren und 11 lithogr. Tafeln, sowie einer Übersicht der ausgeführten Typen. In Leinwand gebunden Preis M. 15,—.

Die Prüfung von Gleichstrommaschinen in Laboratorien und Prüfräumen. Ein Hilfsbuch für Studierende und Praktiker von C. Kinzbrunner, Ingenieur und Dozent für Elektrotechnik an der Municipal School of Technology in Manchester. Mit 249 Textfiguren.

In Leinwand gebunden Preis M. 9,—.

Dynamomaschinen für Gleich- und Wechselstrom. Von Gisbert Kapp. Vierte, vermehrte und verbesserte Auflage. Mit 255 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 12,—.

Transformatoren für Wechselstrom und Drehstrom. Eine Darstellung ihrer Theorie, Konstruktion und Anwendung. Von Gisbert Kapp. Dritte, vermehrte und verbesserte Auflage. Mit 185 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 8,—.

Elektromechanische Konstruktionen. Eine Sammlung von Konstruktionsbeispielen und Berechnungen von Maschinen und Apparaten für Starkstrom. Zusammengestellt und erläutert von Gisbert Kapp. Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage. Mit 36 Tafeln und 114 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 20,—.

Elektromechanische Konstruktionselemente. Skizzen, herausgegeben von Dr. G. Klingenberg, Professor und Dozent an der Königl. Technischen Hochschule zu Berlin. Erscheint in Lieferungen zum Preise von je M. 2,40. Bisher sind erschienen: Lieferung 1, 2, 3, 4 (Apparate) und 6, 7 (Maschinen); Lieferung 5 erscheint im Winter 1907. Jede Lieferung enthält 10 Blatt Skizzen in Folio.

Konstruktionen und Schaltungen aus dem Gebiete der elektrischen Bahnen. Gesammelt und bearbeitet von O. S. Bragstad, a. o. Professor an der Großherzogl. techn. Hochschule Fridericiana in Karlsruhe. 31 Tafeln mit erläuterndem Text. In einer Mappe Preis M. 6,—.

Über die Entwicklungsmöglichkeiten des Induktionsmotors für Einphasen-Wechselstrom. Von Dr.-Ing. R. v. Koch. Mit 49 Textfiguren. Preis M. 2,60.

Asynchrone Generatoren für ein- und mehrphasige Wechselströme. Ihre Theorie und Wirkungsweise. Von Cl. Feldmann, Ingenieur und Privatdozent an der Großherzogl. Technischen Hochschule in Darmstadt. Mit 50 Textfiguren. Preis M. 3,—.

Der Drehstrommotor. Ein Handbuch für Studium und Praxis. Von Julius Heubach, Chef-Ingenieur. Mit 163 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 10,—.

Die Arbeitsweise der Wechselstrommaschinen. Für Physiker, Maschineningenieure und Studenten der Elektrotechnik. Von Fritz Emde. Mit 32 Textfiguren. Preis M. 2,40; in Leinwand gebunden M. 3,—.

Die Isolierung elektrischer Maschinen. Von H. W. Turner, Associate A. I. E. E. und H. M. Hobart, M. I. E. E., Mem. A. I. E. E. Deutsche Bearbeitung von A. von KönigsLöw und R. Krause, Ingenieure. Mit 166 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 8,—.

Anwendung und Zukunft der Kondensatoren in der Wechselstromtechnik. Von Dipl. Elektroingenieur W. v. Bisicz. Mit 26 Textfiguren. Preis M. 2,40.

Handbuch der elektrischen Beleuchtung. Bearbeitet von Oberingenieur J. Herzog und Professor Cl. Feldmann. Dritte, verbesserte Auflage. Mit 707 Figuren. In Leinwand gebunden Preis M. 20,—.

Grundzüge der Beleuchtungstechnik. Von Dr.-Ing. L. Bloch, Ingenieur der Berliner Elektrizitätswerke. Mit 41 Textfiguren. Preis M. 4,—; in Leinwand gebunden M. 5,—.

Herstellung und Instandhaltung elektrischer Licht- und Kraftanlagen. Ein Leitfaden auch für Nichttechniker unter Mitwirkung von Dr. Michalke verfaßt und herausgegeben von S. Frhr. v. Gaisberg. Dritte, umgearbeitete und erweiterte Auflage. Mit 54 Textabbildungen. In Leinwand gebunden Preis M. 2,40.

Der elektrische Lichtbogen bei Gleichstrom und Wechselstrom und seine Anwendungen. Von Berthold Monasch, Dipl.-Ingenieur. Mit 141 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 9,—.

Die Beleuchtung von Eisenbahn-Personenwagen mit besonderer Berücksichtigung der Elektrizität. Von Dr. M. Büttner. Mit 60 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 5,—.

Die Berechnung elektrischer Leitungsnetze in Theorie und Praxis. Bearbeitet von Jos. Herzog, Vorstand der Abteilung für elektrische Beleuchtung, Ganz & Co., Budapest, und Cl. Feldmann, Privatdozent an der Großherzogl. Technischen Hochschule zu Darmstadt. Zweite, umgearbeitete und vermehrte Auflage in zwei Teilen.

Erster Teil: Strom- und Spannungsverteilung in Netzen. Mit 269 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 12,—.

Zweiter Teil: Die Dimensionierung der Leitungen. Mit 216 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 12,—.

Die Berechnung elektrischer Anlagen auf wirtschaftlichen Grundlagen. Von Dr.-Ing. F. W. Meyer. Mit 49 Textfiguren. Preis M. 7,—, gebunden M. 8,—.

Theorie und Berechnung elektrischer Leitungen. Von Dr.-Ing. H. Gallusser, Ingenieur bei Brown, Boveri & Co., Baden (Schweiz), und Dipl.-Ing. M. Hausmann, Ingenieur bei der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft, Berlin. Mit 145 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 5,—.

Elektrische und magnetische Messungen und Meßinstrumente. Von H. S. Hallo und H. W. Land. Eine freie Bearbeitung und Ergänzung des holländischen Werkes „Magnetische en Elektrische Metingen“ von G. I. van Swaay, Professor an der technischen Hochschule zu Delft. Mit 343 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 15,—.

Elektrotechnische Meßkunde. Von Arthur Linker, Ingenieur. Mit 385 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 10,—.

Hilfsbuch für die Elektrotechnik, unter Mitwirkung einer Anzahl Fachgenossen bearbeitet und herausgegeben von Dr. K. Strecker, Geh. Ober-Postrat und Professor. Siebente, vermehrte und verbesserte Auflage. Mit 675 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 14,—.

Kurzes Lehrbuch der Elektrotechnik. Von Dr. A. Thomälen, Elektroingenieur. Dritte, verbesserte Auflage. Mit 338 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 12,—.

Kurzer Leitfaden der Elektrotechnik. Von Ingenieur Rudolf Krause. Mit 180 Textfiguren. In Leinwand gebunden Preis M. 4,—.

Die wissenschaftlichen Grundlagen der Elektrotechnik. Von Dr. G. Benischke. Zweite, erweiterte Auflage von „Magnetismus und Elektrizität mit Rücksicht auf die Bedürfnisse der Praxis“. Mit 489 Textfiguren. Preis M. 12,—; in Leinwand gebunden M. 13,20.

Ergebnisse und Probleme der Elektronentheorie. Vortrag von H. A. Lorentz, Professor an der Universität Leiden. Zweite, durchgesehene Auflage. Preis M. 1,50.

Die neueren Wandlungen der elektrischen Theorien, einschließlich der Elektronentheorie. Zwei Vorträge von Dr. G. Holzmüller. Mit 22 Textfiguren. Preis M. 3,—.

Telegraphie und Telephonie ohne Draht. Von Otto Jentsch, Kaiserlicher Ober-Postinspektor. Mit 156 Textfiguren. Preis M. 5,—; in Leinwand gebunden M. 6,—.

Die drahtlose Telegraphie und ihr Einfluß auf den Wirtschaftsverkehr unter besonderer Berücksichtigung des Systems „Telefunken“. Mit einem Verzeichnis der Patente und Literaturangaben über drahtlose Telegraphie. Von Dr. E. Nesper, Diplom-Ingenieur. Mit 22 Textfiguren. Preis M. 3,—.

Die Telegraphentechnik. Ein Leitfaden für Post- und Telegraphenbeamte. Von Dr. Karl Strecker, Geh. Ober-Postrat und Professor. Fünfte, vermehrte Auflage. Mit 375 Textfiguren und 2 Tafeln. Preis M. 5,—; in Leinwand gebunden M. 6,—.

Die Verwaltungspraxis bei Elektrizitätswerken und elektrischen Straßen- und Kleinbahnen. Von Max Berthold, Bevollmächtigter der Kontinentalen Gesellschaft für elektrische Unternehmungen und der Elektrizitäts-Aktiengesellschaft vormals Schuckert & Co. in Nürnberg. In Leinwand gebunden Preis M. 8,—.

Die Preisstellung beim Verkaufe elektrischer Energie. Von Gust. Siegel, Diplom-Ingenieur. Mit 11 Textfiguren. Preis M. 4,—.


621.3133 A75a2
V. 5, pt. 1
Arnold
~~Asynchronen~~
~~Week 1-7~~

621.3133 A75a2 V. 5, pt. 1

Carnegie Institute of Technology
Library
Pittsburgh, Pa.

DEM 33

Deacidified using the Bookkeeper process.
Neutralizing Agent: Magnesium Oxide
Treatment Date.

FEB 2000
 **BOOKKEEPER**

UNIVERSAL
LIBRARY



138 262

UNIVERSAL
LIBRARY